

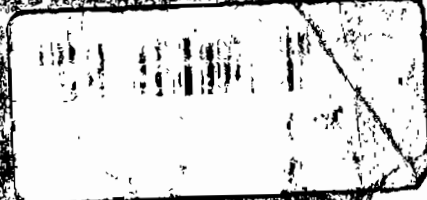
Marcelo Antonio Sobrevilla

Ingeniero Mecánico y Electricista

Alex

INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

Libro



CURSO UNIVERSITARIO

Adaptado a las carreras de:

- Ingeniería Civil
- Ingeniería Industrial
- Ingeniería Química
- Ingeniería Física
- Ingeniería Mecánica

FACULTAD REGIONAL LA PLATA	
BIBLIOTECA	
N.º 23.251	R. B. 3317

INVENTARIO	
Fecha: 28/11/76	
Nº inv: 2011/76	
Firma: [Signature]	



EDICIONES MARYMAR

Extrido
621.3.05
150B
x.2
159

Este trabajo lo dedicamos a los futuros Ingenieros que serán usuarios inteligentes de la energía eléctrica, sin ser especialistas en ella. Por ello deberán comprender cómo funcionan, y por qué, muchas máquinas y componentes, cómo se hacen las medidas simples, cómo se comporta la energía eléctrica en las redes y grandes sistemas, cómo actúan los elementos de consumo, los generadores y los medios de transmisión, y poder interpretar cómo se hace la operación, maniobra, protección y control de la energía eléctrica en gran escala.

Más de veinte años de ejercicio de la docencia en la Cátedra de ELECTROTECNIA GENERAL en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires, Argentina, atendiendo un curso universitario destinado a estudiantes que siguen las carreras de Ingeniería civil, industrial, naval y química, nos han permitido reunir antecedentes como para abordar la enseñanza de la energía eléctrica, para estudiantes que siguen carreras diversas. Hemos emprendido una tarea de síntesis, aprovechable por este tipo de alumno, junto con un enfoque pedagógico particularmente adaptado a sus necesidades.

Pero hemos tenido además especial cuidado de no conferir al texto escrito, un enfoque excesivamente académico, y para ello aplicamos las experiencias que hemos recogido paralelamente al ejercicio de la docencia, participando en el desarrollo efectivo de tareas profesionales en empresas de ingeniería, en donde a causa del vivir cotidianamente en contacto directo con el proyecto y la construcción de obras, pudimos percibir nítidamente el problema interdisciplinario, y aprendimos también que, la rápida evolución de la tecnología, nos obliga a todos cada vez más, a ser prudentes con la acentuada o temprana especialización.

Así nació esta colección de temas, enfocados como una disciplina de cultura técnica necesaria a todo Ingeniero no electricista, cualquiera que sea su especialidad o vocación. La práctica de la profesión nos enseñó que los Ingenieros electricistas necesitamos de estos temas con mucha más profundidad, a fin de poder no sólo operar la ingeniería de la energía eléctrica, sino también concebir y proyectar todos sus sistemas y componentes. Pero las otras especialidades a las que está dedicada esta obra, sólo requieren familiarizarse con estos elementos, a fin de actuar como usuarios de los mismos, y conocer su

lenguaje y nomenclatura. Ninguna rama de la Ingeniería actual puede prescindir de la energía eléctrica, y por eso, existe un escalón mínimo de conocimiento que es necesario tener, y al que aspiramos en estos textos.

Dado que en Argentina, en diversas escuelas de Ingenieros hemos encontrado que en su currícula hay asignaturas que tratan esta disciplina, buscamos conciliar posiciones, incluyendo todos los temas corrientemente empleados, sin perjuicio que, si se desea, se puedan saltar capítulos completos, o parte de ellos, o simplemente temas, sin por ello perder ilación. La obra busca así propósitos múltiples, conforme los puntos de vista de los diversos catedráticos.

PROLOGO DEL LIBRO II "MAQUINAS"

La enseñanza de la Teoría de las Máquinas Eléctricas ha sufrido una acentuada evolución. Se inició con la teoría clásica que desarrollaron prestigiosos autores y tratadistas. Posteriormente, el Profesor Ellison de Inglaterra nos mostró en su texto una importante generalización, y diversos autores desarrollaron otra forma de ver la teoría. Este segundo enfoque —muy útil para una visión generalizadora— permitió los estudios de consolidación y profundización, una vez comprendida la teoría básica clásica.

Hoy, la invasión de la Electrónica y del Control Automático en el campo de la energía eléctrica, ha ocasionado la desaparición lisa y llana de muchas máquinas tradicionales, como el generador de corriente continua, la amplidina, la conmutatriz y otras. Frente a estos cambios —en el entendimiento que nos encontramos en una etapa de transformación en este terreno— y contemplando los objetivos de esta obra y el tipo de lector a la que está destinada, decidimos varios retoques y recortes, con relación a otros trabajos anteriores.

Así ha renacido esta síntesis de la teoría clásica de las máquinas eléctricas, que ha de ser útil a los estudiantes de las diversas ingenierías a que está dirigida esta obra y también a los estudiantes de ingeniería eléctrica, que quieran ver el enfoque tradicional antes de entrar en estudios avanzados.

El Autor

ELECTROTECNIA

Es la parte de la técnica que se ocupa de la producción, transmisión, distribución y utilización de la electricidad.

El vocablo proviene, etimológicamente, del griego, $\eta\lambda\epsilon\chi\tau\omicron\nu$, ámbar, electricidad, $\tau\epsilon\chi\eta$, arte.

Remontándonos a las edades legendarias, parece ser que los primeros experimentos concretos hechos con la electricidad, se los debemos al filósofo griego Thales de Mileto en el año 600 antes de nuestra era.

Consistieron en la observación del ámbar amarillo, que convenientemente frotado en seco, era capaz de atraer pequeños cuerpos livianos. Como al ámbar se lo llama electrón en idioma griego, esa propiedad se llamó *electricidad*. Thales dio al hecho esta explicación: "El ámbar -dijo- posee un alma y atrae hacia sí los objetos como por medio de un soplo". Hoy, la explicación nos parece risueña, pero no dejemos de comprender su grandeza. Algunos autores se montan más lejos para buscar los orígenes de la electricidad, pero a decir verdad, no salen del campo de la hipótesis.

A partir de ese entonces los experimentos, estudios y descubrimientos nunca perdieron continuidad hasta nuestros días y constituyeron una serie de inventos que, sobre todo a fines del siglo pasado y principios del presente, han cambiado y siguen cambiando continuamente nuestra forma de vivir, de conocernos, de ayudarnos, de destruirnos, de educarnos y muchas cosas más.

Sin pretender entrar en la historia de la Electrotecnia, señalemos algunos pasos de importancia en su historia y desarrollo.

Gilbert al finalizar el siglo XVI fue el primero en tratar la electricidad y el magnetismo en forma conjunta, lo que debemos ver como un acontecimiento de real importancia, pero sólo para 1729 Grey descubrió el diferente comportamiento de los cuerpos ante la electricidad, con lo que quedaron descubiertos los conductores y los aisladores.

Hacia 1786 y con los trabajos de Galvani aparece la corriente eléctrica.

ca, que luego gracias a Volta, que construye su famosa pila y con ello el primer generador eléctrico, es posible obtener corrientes en forma estable como para hacer experimentos. Es así que Davy efectúa importantes trabajos relativos a los efectos calóricos, químicos y luminosos de la corriente, y Larrey, Bichat y otros, trabajan en efectos fisiológicos.

En el invierno de 1819 el danés Oerstedt descubre, por casualidad uno de los más importantes hechos en la historia de la Electrotecnia. Efectivamente, logra establecer que una corriente eléctrica genera un campo magnético en su alrededor, y con ello nace el Electromagnetismo, que luego fue estudiado en forma teórica por Ampere. Ocurrido esto, muchos fueron los investigadores que procuraron encontrar el fenómeno opuesto, es decir, generar corriente eléctrica por medio de un campo magnético, cosa que sólo logró el genial Faraday al descubrir la inducción. A partir de allí queda completo el cuadro científico que permite a los técnicos aparatos útiles. Y así ocurrió realmente, ya que empezaron a idearse las formas primitivas de las máquinas eléctricas rotativas, a las que contribuyeron con sus perfeccionamientos Pixli, Clarke, Siemens, Wilde, Ladd y Paccinotti. Estos técnicos lograron evidentes adelantos que fueron perfeccionando las máquinas hasta hacerlas de funcionamiento eficaz y seguro, e introducirlas en el campo de las aplicaciones prácticas, fabricando las antepasadas de nuestros modernos alternadores. El autodidacto belga Gramme, en una genial concepción, logró evitar con una forma constructiva muy particular muchos de los inconvenientes que presentaban las máquinas de su época. Gramme creó el rotor en anillo con colector y entrehierro reducido, ya hoy superado por el rotor de tambor, pero que en su momento fue un gran avance. Para ese entonces, los esfuerzos se encaminaban para lograr lo contrario, es decir, crear movimiento mediante la electricidad. El hombre buscaba el motor eléctrico. Varios fueron los modelos creados, todos muy ingeniosos. Pero parece ser que en 1873 y mientras se realizaba la Exposición de Electricidad en Viena, el ingeniero Fontaine usaba dos generadores para producir iluminación y hacer experimentos. Uno de ellos, por un inconveniente se detuvo al quedar sin provisión de energía de la máquina a vapor que lo impulsaba y ante la sorpresa general, continuó girando accionado por la corriente del otro. Con este acontecimiento casual se encontró un motor tan eficaz como los generadores de su época, pero también quedó en evidencia que las máquinas dinamoeléctricas son reversibles, hecho de singular importancia en la electromecánica.

Ya la técnica de la electricidad estaba encaminada, cuando aparece la figura de Edison, que con un comienzo de perfiles muy singulares, se constituye en uno de los más positivos impulsores de la Electrotecnia, y a la vez, actúa como un empresario de gran dinamismo y creatividad. Muchos son los inventos que nos ha dejado Edison, entre los que podemos señalar la telegrafía múltiple, el micrófono, la repro-

ducción del sonido, los acumuladores alcalinos y además contribuyó a perfeccionar gran cantidad de inventos que por muy diversas razones habían quedado sin desarrollar. El día 21 de octubre de 1879, al hacer la presentación de su lámpara incandescente, señala el comienzo de la era de la electrificación en gran escala. En esa misma época, Westinghouse, Steinmetz y Thomson son figuras relevantes, y el invento del transformador abre las puertas al uso de la corriente alterna, que permite la transmisión de la energía a largas distancias.

Pero así como Edison y Gramme trabajaron para aplicaciones de la electricidad en la iluminación y la fuerza motriz, otros habían emprendido un camino distinto. Morse inventaba el telégrafo y Bell el teléfono que luego Edison perfeccionara. No obstante, el sueño del hombre era la telegrafía sin hilos, descubrimiento al que no es fácil asignarle paternidad definida. Efectivamente, el genial Maxwell dio el camino racional y matemático al formular las ecuaciones que llevan su nombre, y Hertz, Brandly, Popoff y Lodge realizaron experiencias sustentando las hipótesis existentes. Marconi hizo demostraciones definitivas. La propagación electromagnética que postuló Maxwell, tomaba cuerpo. Para 1915 Lee de Forest comenzó a preparar su válvula de tres electrodos, con lo que nace esa maravilla de nuestra época que es la *Electrónica*. Ese adminículo, denominado *triodo* abrió el camino al *amplificador*, y con ello, a los transmisores y receptores del más variado tipo y función. Sin embargo, la creatividad del hombre no está adormecida. Cerca del año 1940, trabajos de Bardeen, Brattain y Schckley permiten llegar al *transistor* que, sin lugar a dudas, es uno de los inventos más importantes de la Humanidad. A partir de allí, todo es historia muy reciente, y se hace cada vez más difícil saber quién ha concebido muchos de los extraordinarios aparatos que a diario usamos, porque el hombre, al entrar en la era industrial a gran escala, aprende a trabajar en equipo, y muchos éxitos son producto del trabajo colectivo, y otras veces, quedan en el anonimato. El viejo investigador de laboratorio, que rudimentariamente va tras una idea, es sustituido día tras día, por ejércitos de investigadores profesionales de las grandes empresas, que hacen de ello su trabajo cotidiano, y pueden resolver problemas que para Faraday, hubiesen sido totalmente infranqueables.

Pero este breve relato nos lleva a ver cómo la ELECTROTECNIA se divide hoy en dos grandes ramas: TECNICA DE LA ELECTRONICA y TECNICA DE LA ENERGIA ELECTRICA. Esta segunda es el motivo de esta colección de libros. No es posible una división neta, ya que ambas ramas de la tecnología, tienen muchos puntos en común, pero si deseamos hacer un distingio, podemos muy bien decir que:

- * ELECTRONICA es la técnica de las altas frecuencias y las bajas potencias.
- * ENERGIA ELECTRICA es la técnica de las bajas frecuencias y las altas potencias.

INDICE

PROLOGO

	Pág.
2.1.- ASPECTOS DE CARACTER GENERAL	1
2.1.1.- Clasificación de las máquinas eléctricas.	1
2.1.2.- Campos magnéticos empleados en las máquinas	3
2.1.3.- Composición de dos campos rotantes	10
2.1.4.- Tres fenómenos fundamentales en la teoría de las máquinas	11
2.1.4.1.- Generador elemental	11
2.1.4.2.- Transformador elemental	12
2.1.4.3.- Motor elemental	13
2.1.5.- La conversión electromagnética de energía	13
2.1.6.- Cupla y potencia mecánica	15
2.1.7.- Momento de inercia de máquinas rotantes	16
2.1.8.- Peso de las máquinas eléctricas	18
2.1.9.- Pérdidas	19
2.1.9.1.- Pérdidas eléctricas	19
2.1.9.2.- Pérdidas magnéticas	21
2.1.9.3.- Pérdidas mecánicas	22
2.1.9.4.- Pérdidas adicionales	23
2.1.10.- Rendimiento	23
2.1.10.1.- Variación del rendimiento	24
2.1.10.2.- Rendimiento cíclico	25
2.1.11.- Calentamiento y enfriamiento	26
2.1.11.1.- Ecuación del calentamiento y enfriamiento	26
2.1.11.2.- Temperatura límite	30
2.1.11.3.- Determinación de la temperatura máxima	33
2.1.11.4.- Potencia nominal	36
2.1.11.5.- Tipo de servicio	37
2.1.11.6.- Capacidad de sobrecarga	38
2.2.- TRANSFORMADORES	41
2.2.1.- Principio de funcionamiento	41
2.2.2.- Principales aspectos constructivos	44
2.2.3.- Transformador ideal. Relaciones fundamentales	57
2.2.4.- Transformador real en vacío	62
2.2.5.- Transformador real en carga	65
2.2.6.- Flujos y reactancias	66
2.2.7.- Ecuaciones del funcionamiento	67
2.2.8.- Conversión de parámetros	69
2.2.9.- Circuito equivalente o Circuito sustitutivo	72
2.2.10.- Algo sobre polaridades	75
2.2.11.- Diagrama de Kapp	76
2.2.12.- Características de funcionamiento	77
2.2.13.- Rendimiento	78
2.2.14.- El rendimiento, en forma más detallada	79
2.2.15.- Capitalización de pérdidas	82
2.2.16.- Regulación	83
2.2.17.- Medición de las constantes	85
2.2.18.- Esfuerzos mecánicos	88
2.2.19.- Autotransformadores	89
2.2.20.- Transformadores trifásicos	92

Dono EL:

**CENTRO DE ESTUDIANTES
TECNOLOGICOS
I I T N. - F. R. L. P.**

2.2.21.- Conexiones normalizadas	94
2.2.22.- Algo más sobre conexiones trifásicas	96
2.2.23.- Relación de transformación en trifásica	103
2.2.24.- Cargas desequilibradas en trifásica	104
2.2.25.- Regulación de la tensión	105
2.2.26.- Transformaciones exactas y dodecafásicas	107
2.2.27.- Autotransformadores trifásicos y transformador de punto medio	108
2.2.28.- Paralelo de transformadores	108
2.2.29.- Distribución de las cargas en paralelo	111
2.3.- RECTIFICADORES	114
2.3.1.- Principio de funcionamiento	114
2.3.2.- Antiguos rectificadores	116
2.3.3.- Rectificadores a semiconductor	119
2.3.4.- Rectificadores de alta potencia	123
2.3.5.- Rectificadores controlados, o Tiristores	128
2.3.6.- Principales aspectos constructivos	133
2.3.7.- Circuitos rectificadores	130
2.3.7.1.- Rectificador monofásico a media onda	132
2.3.7.2.- Rectificador monofásico de onda completa a contrafase	133
2.3.7.3.- Rectificador monofásico de onda completa a puente	134
2.3.7.4.- Rectificador trifásico de media onda	135
2.3.7.5.- Rectificador trifásico de onda completa	138
2.3.7.6.- Rectificador trifásico a puente	137
2.3.7.7.- Rectificadores multianódicos	138
2.3.8.- Relación de las tensiones	139
2.3.9.- Relación de las corrientes	139
2.3.10.- Forma de la onda rectificada	140
2.3.11.- Armónicas en la onda de salida	141
2.3.12.- Efectos de la reactancia del transformador	141
2.3.13.- Control de la tensión	143
2.4.- ALTERNADORES	146
2.4.1.- Principio de funcionamiento	146
2.4.2.- Circuito magnético y bobinas	149
2.4.3.- Frecuencia y número de polos	152
2.4.4.- Principales aspectos constructivos	153
2.4.5.- Disposición y construcción de bobinas	155
2.4.6.- Criterios de refrigeración	169
2.4.7.- Arrollamientos del inducido	170
2.4.8.- Algo más sobre bobinados	174
2.4.9.- Fuerza electromotriz inducida	178
2.4.10.- Armónicas en la fuerza electromotriz	182
2.4.11.- Tensiones simples y compuestas	184
2.4.12.- Campo magnético del inductor	186
2.4.13.- Campo magnético del inducido	182
2.4.14.- Excitación en los alternadores	186
2.4.15.- Cupla actuante sobre el rotor	201
2.4.16.- Campo del entrehierro funcionando en carga	207
2.4.16.1.- Campo del alternador a rotor liso	207
2.4.16.2.- Campo del alternador a rotor de polos salientes y Teoría de la doble reacción de Blondel	208

2.4.17.- Características a vacío	213
2.4.18.- Funcionamiento del alternador a rotor liso, con circuito magnético no saturado	214
2.4.18.1.- Impedancia sincrónica y diagrama vectorial	214
2.4.18.2.- Circuito equivalente	216
2.4.18.3.- Decalaje entre rotor y estator	217
2.4.18.4.- Determinación de la impedancia sincrónica	217
2.4.18.5.- Valor porcentual de la impedancia sincrónica	220
2.4.18.6.- Relación de corto circuito	220
2.4.19.- Funcionamiento del alternador a rotor liso, con circuito magnético saturado	221
2.4.19.1.- Ecuaciones y diagrama vectorial	221
2.4.19.2.- Característica en corto circuito	225
2.4.19.3.- Característica a corriente reactiva	227
2.4.19.4.- Determinación experimental de la reactancia de dispersión y del coeficiente de equivalencia	228
2.4.20.- Funcionamiento del alternador a polos salientes con circuito no saturado - Método de Blondel	230
2.4.20.1.- Ecuaciones y diagrama vectorial	230
2.4.20.2.- Determinación experimental de las reactancias	232
2.4.21.- Funcionamiento del alternador a polos salientes con circuito magnético saturado	234
2.4.22.- Características exteriores de los alternadores funcionando en forma alada	236
2.4.23.- Marcha de alternadores en paralelo	238
2.4.24.- Alternador a rotor liso trabajando en paralelo	248
2.4.25.- Alternador a polos salientes trabajando en paralelo	261
2.4.26.- Cupla sincronizante	255
2.4.27.- Oscilaciones pendulares	256
2.5.- MOTORES SINCRONICOS	261
2.5.1.- Principio de funcionamiento	261
2.5.2.- Diagramas vectoriales	264
2.5.3.- La función potencia-ángulo	265
2.5.4.- Estabilidad de marcha	268
2.5.5.- Curvas características	269
2.5.6.- Diagrama de Blondel y sus variantes	270
2.5.6.1.- Diagrama a potencia absorbida constante	271
2.5.6.2.- Diagrama a potencia útil constante	272
2.5.6.3.- Diagrama a excitación constante	273
2.5.6.4.- Diagrama a factor de potencia constante	273
2.5.6.5.- Una observación sobre todos los diagramas	273
2.5.7.- Análisis del funcionamiento	273
2.5.8.- Arranque del motor sincrónico	275
2.6.- MOTORES ASINCRONICOS TRIFASICOS	277
2.6.1.- Principio de funcionamiento del motor trifásico a inducción	277
2.6.2.- Resbalamiento	281
2.6.3.- Los rotores de uso práctico	282
2.6.4.- Principales aspectos constructivos	283
2.6.5.- Conexiones	283
2.6.6.- Análisis del funcionamiento	291
2.6.7.- Circuito equivalente	294
2.6.8.- Potencia y cupla	295
2.6.9.- Circuito equivalente aproximado y expresiones útiles	296

2.6.13.	Resistencia y potencia	308
2.6.14.	Diagrama circular	308
2.6.15.	Métodos de arranque	311
2.6.15.1.	Arranque directo	312
2.6.15.2.	Arranque estrella-triángulo	312
2.6.15.3.	Arranque con autotransformador	315
2.6.15.4.	Arranque con resistencias en serie	315
2.6.15.5.	Arranque con resistencias en el rotor	316
2.6.16.	Control de la velocidad	318
2.6.16.1.	Control por variación de resistencia rotórica	318
2.6.16.2.	Control por variación de tensión aplicada	318
2.6.16.3.	Control por variación de frecuencia	319
2.6.16.4.	Control por variación del número de polos	320
2.6.16.5.	Control por montaje en cascada	321
2.6.17.	Armónicas en el flujo del entrehierro	322
2.7.	MOTORES ASINCRONICOS MONOFASICOS	323
2.7.1.	Principio de funcionamiento del motor monofásico a inducción	323
2.7.2.	Algo más sobre la teoría del doble campo giratorio	326
2.7.3.	Aplicación de la teoría del doble campo giratorio	328
2.7.4.	Ecuaciones de las tensiones	330
2.7.5.	Circuito equivalente	331
2.7.6.	Cupla motora	333
2.7.7.	Métodos de puesta en marcha	334
2.7.7.1.	Arranque con bobina auxiliar en corto	334
2.7.7.2.	Motor de fase cortada	336
2.7.7.3.	Motor con arranque a capacitor	337
2.7.7.4.	Motor con arranque a repulsión	338
2.7.8.	Motor capacitor	338
2.7.9.	Determinación de las constantes	339
2.8.	MAQUINAS DE CORRIENTE CONTINUA	342
2.8.1.	Principio de funcionamiento como generador y como motor	342
2.8.2.	Conexiones y sentido de corriente	346
2.8.3.	Forma de la onda de tensión, o de cupla	346
2.8.4.	Principales aspectos constructivos	350
2.8.5.	Arrrollamientos del inducido	352
2.8.6.	Fuerza electromotriz inducida	355
2.8.7.	Ecuación general del generador	358
2.8.8.	Ecuación general del motor	358
2.8.9.	Reacción del inducido	359
2.8.10.	Comutación	361
2.8.11.	Mejora de la comutación	363
2.8.12.	Formas de excitación de las generadoras y sus características	364
2.8.12.1.	Excitación independiente	364
2.8.12.2.	Excitación en derivación	365
2.8.12.3.	Excitación en serie	366
2.8.12.4.	Excitación compuesta	366

2.8.18.	Cupla motora	367
2.8.14.	Arranque y regulación de la velocidad	369
2.8.15.	Motores serie, derivación y compuestos	370
2.8.16.	Cupla en algunos motores	373
2.9.	ALGUNAS MAQUINAS DE USO MENOS FRECUENTE	375
2.9.1.	Motores de corriente alterna a colector	375
2.9.2.	Motor serie de corriente alterna	380
2.9.3.	Motor de repulsión	382
2.9.4.	Motores universales	382
2.9.5.	Motor a reluctancia	388
2.9.6.	Pequeñas máquinas para servomecanismos	384

No hay nacion grande si su educacion no es buena.

JOSE ORTEGA Y GASSET

2.1.- ASPECTOS DE CARACTER GENERAL

♦ 2.1.1.- CLASIFICACION DE LAS MAQUINAS ELECTRICAS.- Como definición inicial, expresamos:

MAQUINA ELECTRICA es un mecanismo destinado a transformar energía de una forma en otra, una de las cuales por lo menos, es eléctrica. En base a este punto de vista estrictamente energético, es posible clasificarlas en tres tipos fundamentales, como sigue:

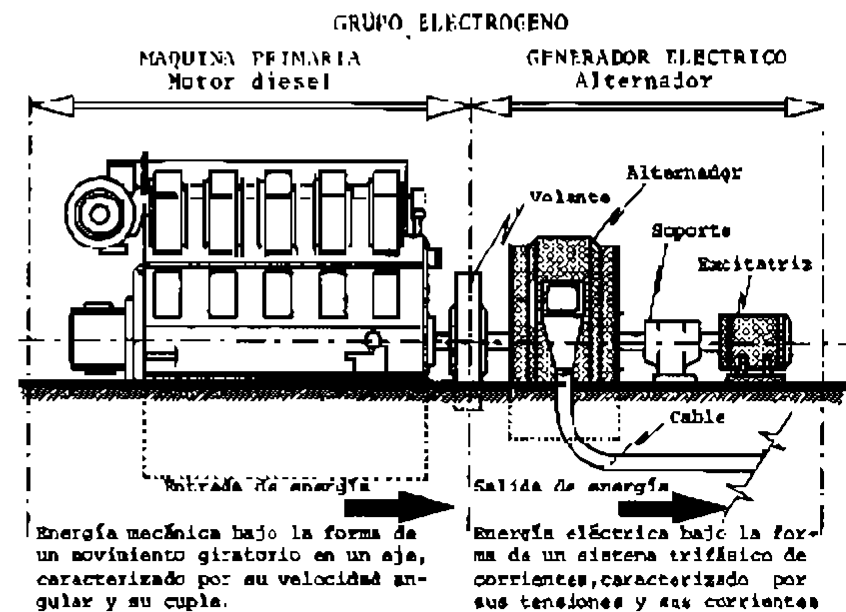
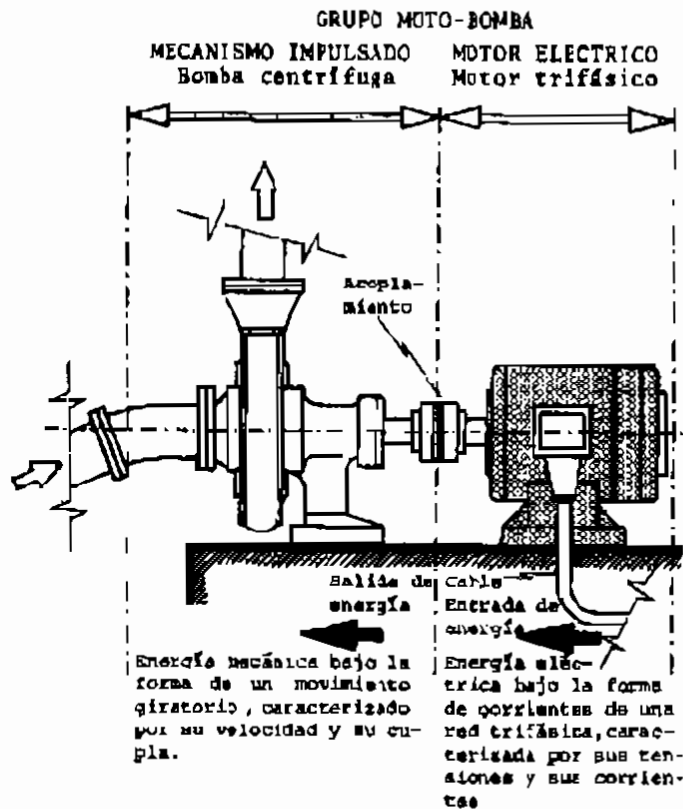


Fig.2.1

Curso de introducción sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

- GENERADORES** son máquinas que transforman energía mecánica en eléctrica.
- MOTORES** son máquinas que transforman energía eléctrica en mecánica.
- CONVERSIONES** son máquinas que transforman energía eléctrica de una forma en otra.



A los efectos de ejemplarizar esta clasificación, acudimos a las figuras 2.1, 2.2 y 2.3, que muestran los tres casos. Las inscripciones de las figuras completan las explicaciones necesarias.

Fig.2.2

Desde un punto de vista más acorde con las normalizaciones, las máquinas eléctricas se se pueden agrupar en la forma que

sigue, conforme tengan o no, órganos en movimiento:

MAQUINAS ELECTRICAS ESTATICAS (Aparatos eléctricos)

Transformadores

Autotransformadores

Rectificadoras (Mutadores alterno-continuos)

Onduladoras (Mutadores continuo-alternos)

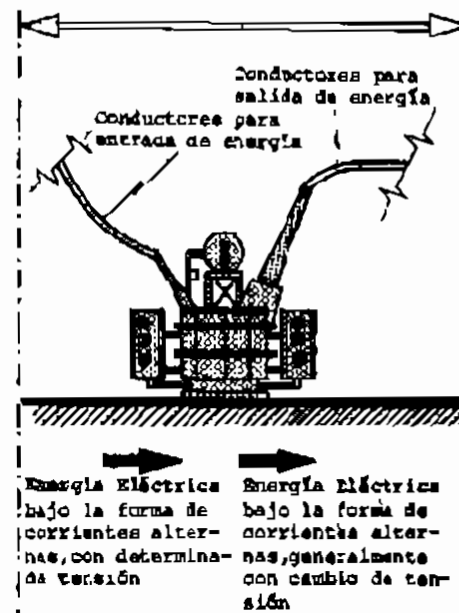
MAQUINAS ELECTRICAS ROTATIVAS

Generadoras de corriente continua (Dinamos)

Motors de corriente continua

Generadores sincrónicos (Alternadores)

MAQUINA CONVERTIDORA Transformador



Motors sincrónicos

Convertidores electrónicos

Generadores asincrónicos

Motors asincrónicos

Motors asincrónicos sincronizados.

Motors de corriente alterna a colector.

Generadoras de potencia reactiva

Fig.2.3

Desde nuestro particular punto de vista, el conmutador (colector y escobillas) es un órgano que tipifica a una máquina, y proponemos esta clasificación:

MAQUINAS ELECTRICAS ESTATICAS (Aparatos eléctricos)

MAQUINAS ELECTRICAS ROTATIVAS CON CONMUTADOR

MAQUINAS ELECTRICAS ROTATIVAS SIN CONMUTADOR

2.1.2.- CAMPOS MAGNETICOS EMPLEADOS EN LAS MAQUINAS.- Un rápido análisis nos permite señalar los diversos agentes físicos que se hacen presentes en las máquinas eléctricas:

Campos eléctricos

Campos magnéticos

Campos de corrientes

Campos de fuerzas ponderomotrices

Campos de fuerzas newtonianas

Campos de los fluidos térmicos

Campos de los fluidos refrigerantes

De todos ellos, el más característico y el que más frecuentemente acudiremos es el campo magnético. Los conocimientos básicos ya han sido expuestos en el Capítulo 1.7 del libro I "Circuitos" de esta misma obra. A continuación, haremos un estudio general de los principales campos magnéticos que encontramos en las diversas máquinas.

Corriente alterna

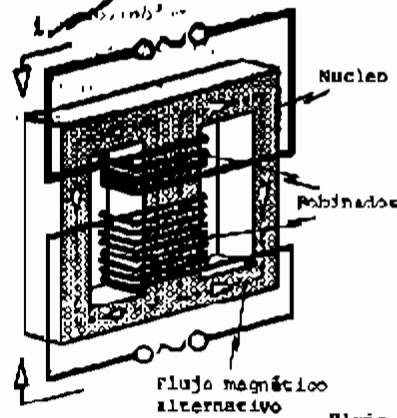


Fig. 2.4

En la figura 2.4 tenemos la imagen de un transformador, que emplea un campo magnético alternativo. La figura misma señala sus componentes y las denominaciones. En la figura 2.5 mostramos el esquema de un alternador. Un órgano rotante recibe desde el exterior una corriente continua mediante la cual genera un campo de valor fijo, pero rotante, que se encarga de

crear en el estator la fuerza electromotriz, en cada uno de sus bobinados.

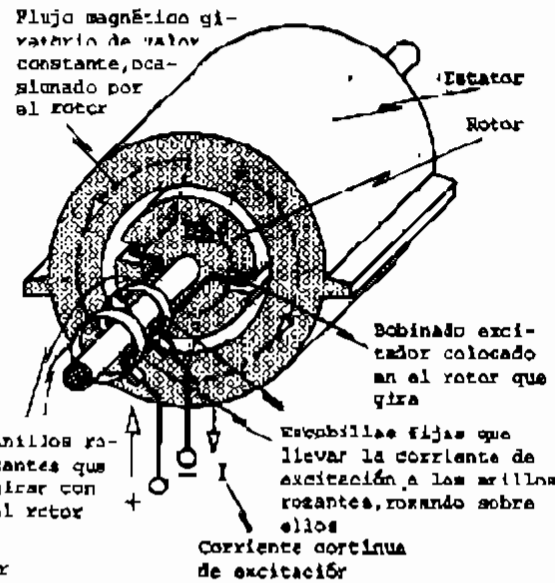
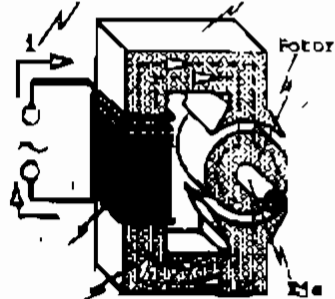


Fig. 2.5

A su vez, en la Figura 2.6 tenemos el esquema de un motor monofásico a inducción, en el que un campo alterna-

Corriente alterna Estator



Flujo magnético alternativo

tivo, actúa sobre un rotor.

Fig. 2.6

En la figura 2.7 enseñamos el caso de un campo magnético fijo, provocado por una corriente continua, que actúa sobre un rotor.

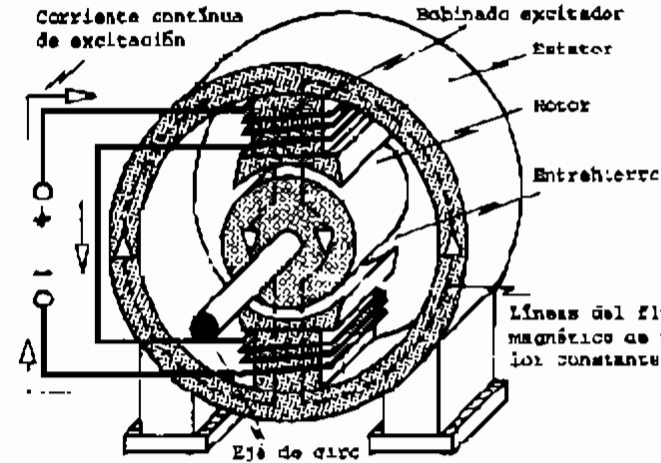


Fig. 2.7

Para el campo magnético más interesante para el estudio de las máquinas eléctricas, es el CAMPO ROTANTE TRIFÁSICO. En la figura 2.8 podemos

ver esquemáticamente, los elementos constituyentes. Se trata de un estator en el cual, en ranuras practicadas al efecto, se colocan tres bobinas, en este caso de una sola espira para simplificar. Cada una de esas bobinas tiene sus terminales U V W y X Y Z, para ser alimentadas desde una red trifásica, conforme se ha explicado en Capítulo 1.6 del libro I "Circuitos" de esta misma obra. En la misma figura 2.8 ve-

Bobinas del bobinado trifásico, vistas separadamente, fuera del estator

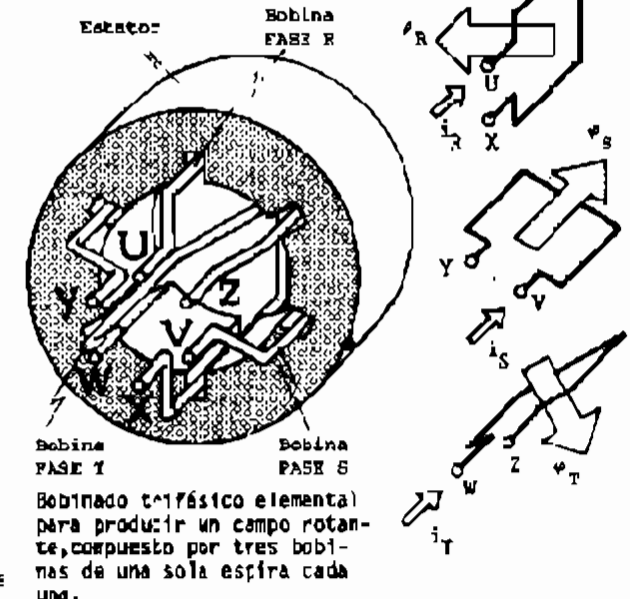


Fig. 2.8

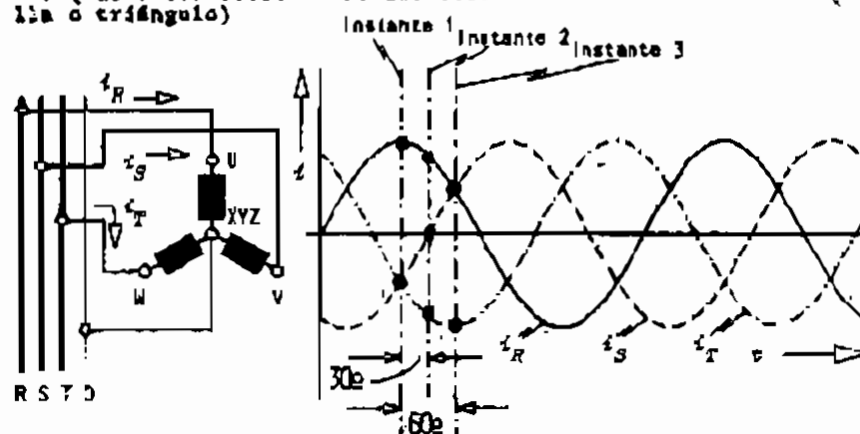
corrientes en cada una y el sentido del flujo magnético producido. Con estos elementos, estamos en condiciones

Bobinado trifásico elemental para producir un campo rotante, compuesto por tres bobinas de una sola espira cada una.

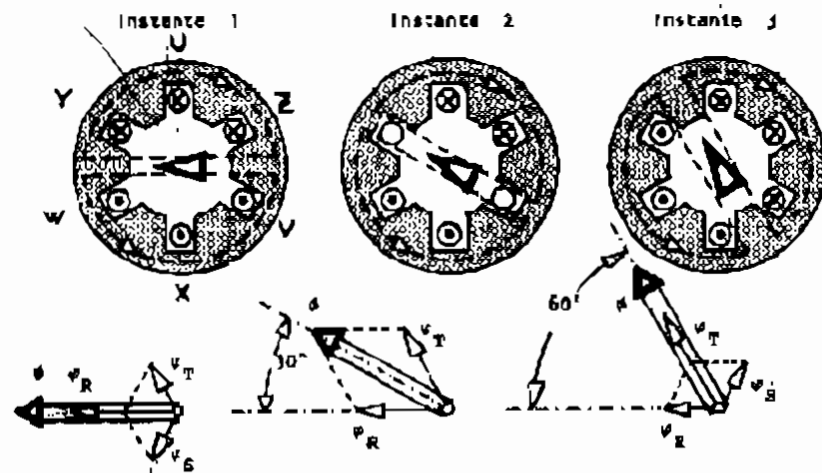
IMAGEN DE UN CAMPO ROTANTE TRIFASICO
BIPOLAR, PARA GIRO ANGULAR DE 60°

Conexión de las bobinas a la red trifásica. (Puede ser estrella o triángulo)

Representación cartesiana de las corrientes



REPRESENTACION DE LAS LINEAS DEL CAMPO EN LOS TRES INSTANTES



Vectores representativos de los flujos en cada instante

Fig.2.9

de abordar el estudio teórico del campo rotante. Para ello, debemos admitir de entrada, que vamos a adoptar una configuración perfectamente simétrica desde todo punto de vista y en la figura 2.9 sintetizamos los principales elementos que pensamos emplear para la explicación. En la parte superior izquierda, vemos los

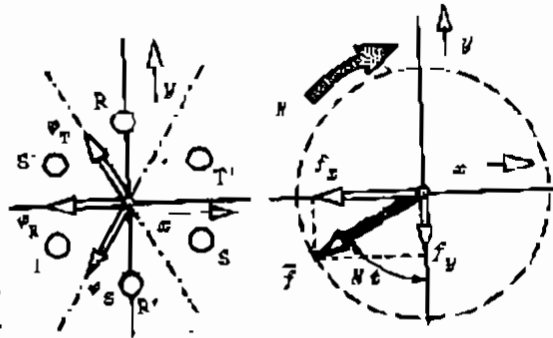
bobinados que han de producir el campo rotante, conectados a una red trifásica en estrella. A su derecha, la representación de la variación de los valores de la corriente en función del tiempo. En el dibujo tomamos tres instantes particulares, para estudiar lo que pasa en ellos. Son el Instante 1, el Instante 2 y el Instante 3, separados cada uno por un ángulo eléctrico de 60°. Más abajo en la figura, dibujamos el aspecto del estator de figura 2.8 con la distribución de las corrientes, en los tres instantes que vamos a considerar. Para el Instante 1, la corriente i_R pasa por su valor máximo, mientras que las i_S e i_T pasan por un valor negativo del 50% del máximo posible. En base a ello, la corriente en la fase 'R' entrará por U y saldrá por X, y los sentidos en los lados de bobina dentro de las canalitas del estator serán entrante en el lado superior y saliente en el lado inferior. Con esos sentidos, aplicando la regla del tirabuzón, el campo de esa bobina tendrá la dirección de derecha hacia izquierda, como se dibujó en la figura inferior y se marcó con Φ_R . Para el mismo momento, la corriente i_S es negativa, es decir, entra por Y y sale por V, con lo que su sentido provoca el flujo Φ_S hacia abajo. De la misma manera, en ese Instante 1 la corriente i_T es negativa, es decir, entra por Z y sale por W, originando un flujo Φ_T hacia arriba, como se muestra en la figura inferior izquierda. La diferencia conceptual entre las dos corrientes i_S e i_T es que la primera está decreciendo negativamente, mientras que la segunda, está creciendo su valor negativo. Mediante este razonamiento, hemos encontrado los valores de los flujos magnéticos provocados por las tres corrientes en el Instante 1. Pero esos flujos actúan simultáneamente, y sus efectos se suman en la parte central del estator. Por lo tanto, es lícito escribir:

$$\text{Campo resultante;} \quad \vec{H} = \vec{H}_R + \vec{H}_S + \vec{H}_T \quad (2.1)$$

Si ahora hacemos idéntico razonamiento, pero para el Instante 2, obtendremos la distribución de corrientes que marca la figura central, y el valor de los vectores representativos de los flujos magnéticos, serán los de la figura inferior central. Y continuando esta forma de tratar los estados instantáneos, podemos hacer el estudio del Instante 3 y obtener las dos últimas figuras de la derecha, parte inferior.

Observando ahora el conjunto, se descubre fácilmente que el CAMPO RESULTANTE, es decir, el Campo Rotante es un vector de módulo constante, que se va moviendo hacia la derecha, en el sentido de giro de las agujas del reloj. Haciendo el razonamiento para 360° eléctricos, se demuestra cualitativamente que el vector representativo del campo rotante, ha dado un giro completo, cuando las corrientes han cumplido 360°.

Fig.2.10



Con ayuda de la figura 2.10, vamos ahora a tratar lo mismo, pero analíticamente. En la parte izquierda de dicha figura, esquematizamos los lados de bobina de las tres fases, con igual disposición de figura 2.9. También dibujamos los ejes de los campos magnéticos variables de cada bobina, y los flujos magnéticos con la dirección y sentido que corresponden al instante 1. En primer lugar, expresamos los valores de las corrientes en función del tiempo:

$$\begin{aligned} i_R &= \sqrt{2} I \sin \omega t & (2.2a) \\ i_S &= \sqrt{2} I \sin(\omega t - 120^\circ) & (2.2b) \\ i_T &= \sqrt{2} I \sin(\omega t - 240^\circ) & (2.2c) \end{aligned}$$

Como hemos advertido más arriba, partimos de admitir que hay una perfecta simetría, por lo que las tres bobinas tendrán el mismo número de espiras y la misma forma geométrica, por lo que las fuerzas magnetomotrices ya estudiadas en la fórmula (1.461) del libro 1 "Circuitos" de esta misma obra, serán:

$$\begin{aligned} F_R &= N i_R = \sqrt{2} N I \sin \omega t & (2.3a) \\ F_S &= N i_S = \sqrt{2} N I \sin(\omega t - 120^\circ) & (2.3b) \\ F_T &= N i_T = \sqrt{2} N I \sin(\omega t - 240^\circ) & (2.3c) \end{aligned}$$

Ahora vamos a proyectar estos tres valores, sobre los dos ejes de coordenadas, de la parte izquierda de figura 2.10.

$$\begin{aligned} (F_R)_x &= \sqrt{2} N I \sin \omega t \cdot \cos 180^\circ & (2.4a) \\ (F_S)_x &= \sqrt{2} N I \sin(\omega t - 120^\circ) \cdot \cos 60^\circ & (2.4b) \\ (F_T)_x &= \sqrt{2} N I \sin(\omega t - 240^\circ) \cdot \cos 300^\circ & (2.4c) \\ (F_R)_y &= \sqrt{2} N I \sin \omega t \cdot \sin 180^\circ & (2.5a) \\ (F_S)_y &= \sqrt{2} N I \sin(\omega t - 120^\circ) \cdot \sin 60^\circ & (2.5b) \\ (F_T)_y &= \sqrt{2} N I \sin(\omega t - 240^\circ) \cdot \sin 300^\circ & (2.5c) \end{aligned}$$

Efectuando operaciones, previo reemplazar los valores de las líneas trigonométricas, se llega a dos expresiones que sintetizan el comportamiento del campo resultante, es decir, del campo rotante:

$$F_x = (F_R)_x + (F_S)_x + (F_T)_x = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \sin \omega t \quad (2.6a)$$

$$F_y = (F_R)_y + (F_S)_y + (F_T)_y = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \cos \omega t \quad (2.6b)$$

Volviendo a la parte derecha de la figura 2.10, allí tenemos las dos componentes de la (2.6a) y (2.6b). Sumando ahora:

$$F = \sqrt{F_x^2 + F_y^2} = \frac{3}{2} \sqrt{2} N I \quad (2.7)$$

Con esto queda demostrado que: tres CAMPOS ALTERNATIVOS iguales y simétricamente dispuestos, dan por resultado un CAMPO ROTANTE o GIRATORIO de amplitud constante igual a $3/2$ la amplitud máxima de cualquiera de sus componentes. Si volvemos a la parte derecha de figura 2.10, apreciamos que el lugar geométrico del extremo del vector F representativo del campo rotante, es un círculo, ya sea desde el punto de vista geométrico como eléctrico y por ello se lo llama también CAMPO ROTANTE CIRCULAR.

Si en las ecuaciones (2.6a) y (2.6b) reemplazamos el tiempo por el valor cero, la cantidad F_x se nos anula, mientras que la cantidad F_y toma su valor máximo e igual a la de (2.7). Esto es verificable, para el ejemplo que estamos usando en figura 2.9, en que para el valor nulo del tiempo, la distribución de corrientes da lugar a una posición hacia abajo del campo resultante.

El valor N es la velocidad de rotación del campo rotante, que se ha tomado según el sentido de las agujas del reloj, en figura 2.10 a la derecha, y también en la figura 2.9. Si tomamos como dirección de referencia el sentido positivo de las abscisas, la posición del vector F queda definida por el ángulo Nt tal como se marca en la figura. Pero es evidente, sin mayor demostración, que cuando se cumple un ciclo de cualquiera de las tres corrientes, en ese mismo tiempo, el campo rotante ha dado una vuelta completa. Vale decir que:

$$N = \omega = 2\pi f \quad (2.8)$$

Esto puede demostrarse fácilmente. Como hemos dicho, cuando la corriente i_R pasa por su origen en figura 2.9 (valor nulo) comenzamos a contar los tiempos para el giro de los vectores armónicos. En ese mismo momento, el campo rotante está colocado hacia abajo y allí debemos comenzar a contar los ángulos que describe el campo rotante. En figura 2.10 a la derecha, así se ha he-

cho. Por lo tanto, podemos escribir:

$$\text{tg } N.t = \frac{f_d}{f_y} = \frac{\sin \omega t}{\cos \omega t} = \text{tg } \omega t \quad (\text{o sea } N = \omega) \quad (2.9)$$

Dado que $2\pi = 1$ vuelta, podemos escribir también:

$$N = f \quad (2.10)$$

en donde la velocidad de rotación N queda expresada en vueltas por segundo, en vez de Radíanes por segundo. Si deseamos en expresarla en la unidad corriente, que es *Revoluciones por Minuto (RPM)*, que es usual, tenemos:

$$N_s = 60 f \quad (2.11)$$

en donde: N_s - velocidad de rotación (sincrónica) del campo rotante, expresada en *Revoluciones por Minuto (RPM)*.

f = frecuencia de las corrientes que alimentan a las bobinas que generan el campo rotante, en ciclos por segundo (s^{-1})

El nombre de sincrónicas se aplica a aquellas velocidades de rotación de campos que, de alguna manera, tienen relación con las frecuencias.

♦ 2.1.3.- COMPOSICION DE DOS CAMPOS ROTANTES.- Las ecuaciones (2.6a) y (2.6b) sirven para expresar a un campo rotante que gira conforme el sentido de las agujas de un reloj y que llamaremos DERECHO. Un campo igual, pero que gira hacia la dirección opuesta, se obtendrá fácilmente cambiando simplemente el signo de cualquiera de una de las dos (2.6a) ó (2.6b), y lo llamaremos IZQUIERDO. Escribamos sus expresiones:

$$\text{Campo a la derecha} \quad \begin{cases} f_x = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \sin \omega t \\ f_y = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \cos \omega t \end{cases} \quad (2.12a)$$

$$f_y = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \cos \omega t \quad (2.12b)$$

$$\text{Campo a la izquierda} \quad \begin{cases} f_x = +\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \sin \omega t \\ f_y = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \cos \omega t \end{cases} \quad (2.13a)$$

$$f_y = -\frac{3}{2} \sqrt{2} N I \cos \omega t \quad (2.13b)$$

Si se suman estas expresiones se obtiene:

$$\text{DERECHO} + \text{IZQUIERDO} = f_y = -3 \sqrt{2} N I \cos \omega t \quad (f_x = 0) \quad (2.14)$$

Comparando esta fórmula con la (1.46B) del libro I "Circuitos" de esta misma obra, que es la expresión de un flujo magnético alternativo, podemos fácilmente deducir que la (2.14) es también la fórmula de un campo alternó. Por lo tanto, hemos llegado a la siguiente importante conclusión:

Composición de dos campos rotantes trifásicos iguales pero de sentido de giro opuesto, formando un campo alternativo

Situación 1 Situación 2 Situación 3 Situación 4 Situación 5

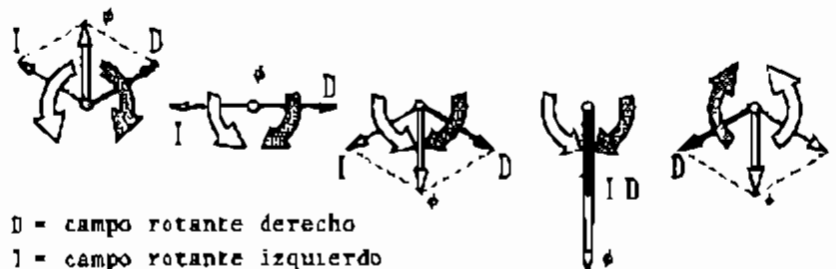


Fig. 2.11

Los Campos Rotantes iguales y de sentido de giro opuesto, sumados, dan por resultado un CAMPO ALTERNATIVO.

Lo inverso, también es cierto

Un CAMPO ALTERNATIVO puede ser descompuesto en dos campos rotantes iguales y de sentido de giro contrario

En la figura 2.11 procuramos mostrar gráficamente estas ideas. Se ve en la referida figura a dos campos rotantes representados por los vectores $\vec{D}$ e $\vec{I}$ que van girando. La suma es un vector $\vec{\Phi}$ de posición fija en el espacio, pero de módulo pulsante.

♦ 2.1.4.- TRES FENOMENOS FUNDAMENTALES EN LA TEORIA DE LAS MAQUINAS.- Vamos a repasar tres asuntos ya estudiados en Física, buscando alcanzar ecuaciones que serán de utilidad en estudio de las diversas máquinas.

♦ 2.1.4.1.- GENERADOR ELEMENTAL.- En la figura 2.12 tenemos un campo magnético fijo vertical, dentro del cual se desplaza en forma normal al mismo, un conductor de largo l con velocidad v . La inducción del campo es B . Por efecto de la variación de flujo a que se ve sometido el conductor, se genera en el mismo una fuerza electromotriz de valor e que es registrada por el voltímetro como una tensión $u = e$. A la derecha del dibujo principal, se ve lo mismo, pero de frente y en planta y más esquemáticamente. El sentido de la fuerza electromotriz generada se determina con ayuda de la regla de la mano derecha, que recordamos en la parte inferior izquierda de figura 2.12. Según la Ley de Faraday, la f.e.m. inducida tiene por expresión general:

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.15)$$

El trozo de conductor de terminales A y B se mueve en la dirección fijada y después de cierto tiempo dt ha pasado a ocupar la posición A' y B' desplazándose una cantidad dx . En la traslación, la parte activa l ha "barri-

Fig.2.12

don una superficie $dS = l \cdot dz$ y como la inducción dijimos que vale B el flujo que ha cruzado vale:

$$d\phi = B \cdot dS = B \cdot l \cdot dz \quad (2.16)$$

Si reemplazamos en la (2.15), y tenemos en cuenta que dz/dt es la velocidad lineal de traslación, con lo que la (2.16) queda:

$$e = - \frac{d\phi}{dt} = -B \cdot l \cdot \frac{dz}{dt} \quad (N=1) \quad (2.17)$$

Queda finalmente:

$$e = E \cdot l \cdot v \quad (2.18)$$

La f.e.m. viene expresada en Volts (V), la inducción magnética en $\frac{\text{Weber}}{\text{m}^2} \left[\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} \right]$, la velocidad en metro/segundo (m/s), y el largo activo en metro (m).

• 2.1.4.2.- TRANSFORMADOR ELEMENTAL.- Por medio de la figura 2.13 ilustramos un campo vertical de carácter alternativo, que afecta a una bobina de N espiras. El campo alternativo puede ser producido por un estator como el de figura 2.6 y el flujo puede ser expresado por medio de:

$$\phi = \phi_{\text{max}} \sin 2\pi f t \quad (2.19)$$

Aplicando la (2.15)

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} = -N \phi_{\text{max}} 2\pi f \cos 2\pi f t =$$

$$= E \pi f N \phi_{\text{max}} \cos 2\pi f t \quad (2.20)$$

El valor máximo de la función es:

$$E_{\text{max}} = 2 \pi f N \phi_{\text{max}} \quad (2.21)$$

Y el valor eficaz:

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N \phi_{\text{max}} \quad (2.22)$$

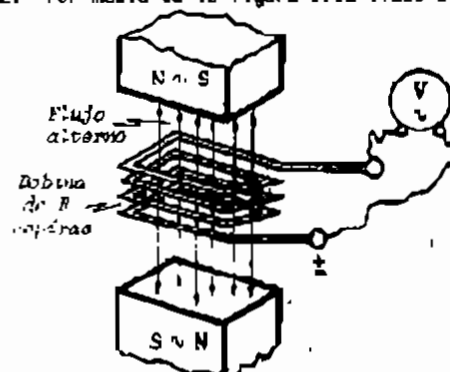


Fig.2.13

Operando y ordenando:

$$E = 4,44 f N \phi_{\text{max}} \quad (2.23)$$

Esta fórmula es muy importante, ya que permite determinar la f.e.m. alternada que se induce en una bobina de N espiras, sometida a flujo variable sinusoidal de valor máximo ϕ_{max} en Weber (Wb), con frecuencia f en Hertz (Hz). La f.e.m. eficaz resulta expresada en Volts (V). Si relacionamos la inducción con la sección recta por la que atraviesa el flujo, como en fórmula (1.451) del libro I "Circuitos" de esta misma obra, la (2.23) puede escribirse también:

$$E = 4,44 f N B_{\text{max}} S \quad (2.24)$$

• 2.1.4.3.- MOTOR ELEMENTAL.- En la figura 2.14 hemos dibujado un campo de dirección vertical y de valor constante.

Dentro del mismo se ha colocado un conductor que es alimentado por una fuente de corriente continua.

Recordando de física la fórmula derivada de la Ley de Biot-Savart y Laplace:

$$df = B \cdot i \cdot dl \quad (2.25)$$

Esta fórmula suministra la fuerza elemental df a que se ve sometido un trozo elemental de conductor dl al que se le hace circular una corriente i . Como la corriente supuesta es continua, y el largo definido, la fórmula de uso práctico es:

$$f = B \cdot i \cdot l \quad (2.26)$$

La fuerza viene expresada en Newton (N), la inducción magnética en Tesla (T) ó Weber/metro cuadrado (Wb/m^2), la corriente en Ampere (A) y el largo en metro (m).

• 2.1.5.- LA CONVERSION ELECTROMAGNETICA DE ENERGIA.- Recordando el principio de conservación de la energía, apreciamos que en una máquina eléctrica hay en juego cuatro formas de energía, que se relacionan como sigue:

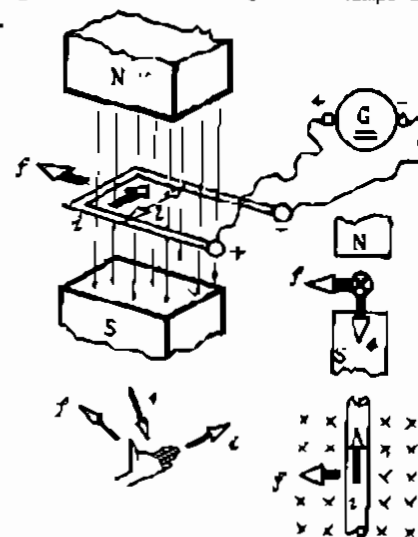


Fig.2.14

MOTORES

$$\boxed{\text{Energía eléctrica absorbida}} = \boxed{\text{Energía mecánica en el eje}} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Incremento de} \\ \text{energía alma-} \\ \text{cenada en el} \\ \text{campo magné-} \\ \text{tico de ac-} \\ \text{oplamiento} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Energía} \\ \text{disipada} \\ \text{en forma} \\ \text{de calor} \end{array} \right\}$$

GENERADORES

$$\boxed{\text{Energía mecánica absorbida}} = \boxed{\text{Energía eléctrica entregada}} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Incremento de} \\ \text{energía alma-} \\ \text{cenada en el} \\ \text{campo magné-} \\ \text{tico de ac-} \\ \text{oplamiento} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Energía} \\ \text{disipada} \\ \text{en forma} \\ \text{de calor} \end{array} \right\}$$

También desde el punto de vista energético se puede obtener una conclusión de interés general, partiendo de suponer provisoriamente que toda la energía eléctrica se transforma en mecánica y vice-versa, es decir:

$$P_e = P_m \quad (2.27)$$

La potencia eléctrica P_e , se trate de un motor como de un generador, es fácil recordar que se puede expresar como sigue:

$$P_e = e i = \frac{d\phi}{dt} i \quad (2.28)$$

A su vez, la potencia P_m es el producto de la fuerza por la velocidad de traslación. Pero como las máquinas tienen sus procesos fundamentales asociados a un movimiento giratorio uniforme, podemos reemplazar velocidad lineal por el producto de la velocidad angular multiplicada por el radio de giro, y en un paso siguiente, agrupar la fuerza y el radio de giro en la coppia y expresar la velocidad angular en función del ángulo y el tiempo, como se ve:

$$P_m = f v = f \omega R = C \omega = C \frac{d\theta}{dt} \quad (2.29)$$

Por agrupación de las (2.27), (2.28) y (2.29) sale:

$$\frac{d\phi}{dt} i = C \frac{d\theta}{dt} \quad (2.30)$$

$$\boxed{d\phi i = C d\theta} \quad (2.31)$$

Esta expresión indica que:

En toda conversión electromecánica, deben existir una corriente y una coppia, asociadas a una variación de flujo magnético, y a una variación angular.

♦ 2.1.6.- CUPLA Y POTENCIA MECANICA.- Excepto los transformadores, rectificadores y mutadores, las restantes máquinas que se estudiarán son rotantes, y están constituidas por una parte fija llamada estator y una parte móvil llamada rotor, que naturalmente debe estar vinculada a un eje. Por esto es conveniente repasar algunos conocimientos del movimiento circular uniforme, por ser el más característico en la mayoría de las máquinas eléctricas rotativas. En la figura 2.15 vemos dos puntos materiales (masas) de masa dm

animados de un movimiento circular uniforme alrededor del eje, del que distan r . La velocidad tangencial se:

$$v = \frac{dl}{dt} = \frac{r}{dt} d\alpha = r \omega \quad (2.32)$$

siendo dl el arco recorrido en el tiempo dt , $d\alpha$ el ángulo que sustenta, y ω la velocidad expresada en seg^{-2} . En la práctica, la velocidad se expresa en (RPM) y se indica en N , existiendo la relación;

$$\omega = \frac{2\pi}{60} N \quad (2.33)$$

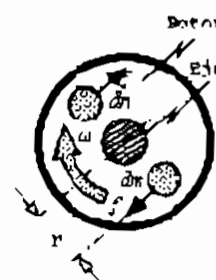


Fig. 2.15

La velocidad tangencial es entonces:

$$v = \frac{2\pi}{60} r N \quad (2.34)$$

Consideremos ahora que cada masa dm tiene una energía cinética:

$$dA = \frac{1}{2} v^2 dm = \frac{1}{2} \omega^2 r^2 dm \quad (2.35)$$

La energía cinética total del rotor será:

$$A = \frac{1}{2} \omega^2 \int r^2 dm \quad (2.36)$$

Y recordando la definición de Momento de Inercia Total respecto a un eje:

$$J = \int r^2 dm \quad A = \frac{1}{2} J \omega^2 \quad (2.37)$$

Supongamos ahora que una fuerza f actúa sobre las masas dm de la figura 2.15 en forma tangencial, y que se efectúa un recorrido dl . El trabajo elemental será $dA = f \cdot dl$ y por lo tanto, la potencia resultará:

$$P_m = \frac{dA}{dt} = f \frac{dl}{dt} \quad (2.38)$$

Siendo $v = dl/dt$ la velocidad, se obtiene:

$$P_m = f \cdot v = f \cdot r \cdot \omega \quad (2.39)$$

Recordando la expresión de la coppia:

$$C = J \omega^2 \quad (2.40)$$

podemos obtener la expresión de la potencia desarrollada por el movimiento circular uniforme en la siguiente forma:

$$P_m = C \omega \quad (2.41)$$

Pasando esta fórmula a unidades prácticas:

$$P = 1,03 C N \quad (2.42)$$

Siendo:

P = Potencia en Watts (W)

C = Cupla en kilogramo-metro (kgm)

N = Velocidad de rotación en (RPM)

Es sencillo pasar a otro tipo de unidad de potencia, recordando que el *Caballo Vapor (CV)*, unidad del sistema métrico decimal:

$$1 \text{ (CV)} = 75 \frac{\text{kgm}}{\text{s}} = 0,735 \text{ (kW)} \quad (2.43)$$

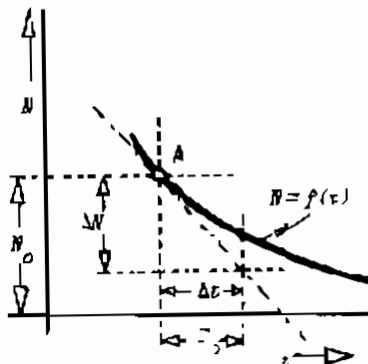
Y en caso de usar el *Horse-Power (HP)* del sistema británico a su vez vale:

$$1 \text{ (HP)} = 550 \frac{\text{Libras-pie}}{\text{s}} = 0,746 \text{ (kW)} \quad (2.44)$$

Con estas unidades, se hacen las transformaciones prácticas.

• 2.1.7.- MOMENTO DE INERCIA DE LAS MAQUINAS ROTANTES.- Todas las máquinas rotantes poseen un rotor, que no es otra cosa que un sistema de masas que giran vinculadas a un eje y cuyo momento de inercia polar respecto del eje de giro, viene expresado en la (2.37). Esas masas rotantes, por el hecho de adquirir una cierta velocidad, acumulan energía cinética, que juega un papel muy importante en algunos casos. Comenzaremos por encontrar la expresión práctica del momento de inercia polar, tal como se emplea en la ingeniería.

Supongamos que un rotor dotado de velocidad angular ω y momento polar J ,



deje de ser alimentado por la fuente propia o separada que le imprime el movimiento. El rotor decrecerá su velocidad hasta detenerse y podremos graficar la velocidad

en función del tiempo, tal como indica la figura 2.16. La causa de la detención serán las pérdidas por rozamiento, en sus diversas formas y demás pérdidas. Vale decir, la energía acumulada se irá consumiendo y finalmente trans-

formando en calor, con la consiguiente detención del sistema rotante. La energía del rotor cuando marcha a la velocidad de régimen será la expresada por la (2.37). Si el rotor comienza a detenerse, un instante después habrá perdido una parte de su energía cinética, y esa disminución se expresará por medio de:

$$dA = J \left(\frac{1}{2} J \omega^2 \right) \quad (2.45)$$

O más explícitamente:

$$P_{mec} dt = d \left(\frac{1}{2} J \omega^2 \right) = J \omega d\omega \quad (2.46)$$

Y recordando la definición de momento de inercia de la (2.37):

$$J = \int r^2 dm = M \left(\frac{D}{2} \right)^2 = \frac{G}{g} \left(\frac{D}{2} \right)^2 = \frac{G D^2}{8g} \quad (2.47)$$

De la (2.33) tenemos que $\omega = \frac{\pi N}{30}$ y por lo tanto:

$$d\omega = \frac{\pi}{30} dN \quad (2.48)$$

En estas expresiones, P_{mec} es la potencia mecánica, o sea, la potencia perdida por rozamientos, M es la masa rotante, g es la aceleración de la gravedad, G es el peso total del sistema rotante y D es el diámetro de inercia, que representa a un *Diámetro Promedio* que multiplicado por el peso total, dividido por $4g$, previo elevarlo al cuadrado, da por resultado el momento de inercia de la (2.37). Reemplazando estas últimas en la (2.46):

$$P_{mec} = \frac{\omega^2}{38500 g} G D^2 N \frac{dN}{dt} \quad (2.49)$$

Despejando el producto $G D^2$

$$G D^2 = 385000 \frac{P_{mec}}{N} \frac{dt}{dN} \quad (2.50)$$

El valor de la derivada que aparece en la última expresión, se puede determinar gráficamente como en figura 2.16. Se traza la tangente en un punto de velocidad característica, por ejemplo el "A", y se toman los incrementos finitos Δt y ΔN . Si en vez se prolonga la tangente hasta interceptar el eje de los tiempos, podemos escribir:

$$G D^2 = 385000 \frac{P_{mec}}{N_o} \cdot \frac{t_o}{N_o} = 385000 \frac{P_{mec} t_o}{N_o^2} \quad (2.51)$$

La fórmula (2.51) es la que corrientemente se emplea en la determinación del

G = magnitud técnica que se utiliza para valorizar al momento de inercia.

♦ 2.1.8.- PESO DE LAS MAQUINAS ELECTRICAS.- Siendo la máquina eléctrica un producto industrial, tanto su peso como su costo dependen de factores muy diversos, no siempre posibles de encasillar dentro de criterios matemáticos rígidos. Intervienen, entre otros, los conceptos del proyectista, la calidad pretendida, la tecnología del establecimiento que la produce, el estado de la plaza en cuanto a demanda y obtención de materias primas, el grado de automatización de la fábrica, la tensión, las normas adoptadas para producirla, las máquinas herramientas disponibles, etc. Por lo tanto, lo que aquí damos es sólo una guía orientativa, para tener una idea proxizada del peso.

De las conclusiones obtenidas aplicando la teoría de los modelos, encortamos en el "Manual del Ingeniero" por G. Colombo (Editorial Gustavo Gili, Barcelona) en página 1585 y siguientes, en un artículo del Prof. Ing. Fiero De Pol, la siguiente fórmula:

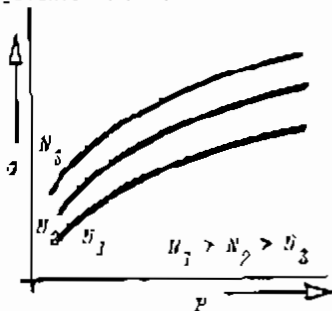


Fig. 2.17

$$G = K \sqrt[n]{\left(\frac{P}{N}\right)^m} \quad (2.52)$$

Donde: K = Factor constante, que involucra varios parámetros industriales.

P = Potencia de la máquina

N = Velocidad de giro

G = Peso de la máquina

n, m = Factores constantes, derivados de la ley de los modelos.

En figura 2.17 mostramos la evolución del peso en función de la potencia, tomando como parámetro la velocidad.

El peso se compone de los siguientes sumandos:

Material activo de los circuitos eléctricos

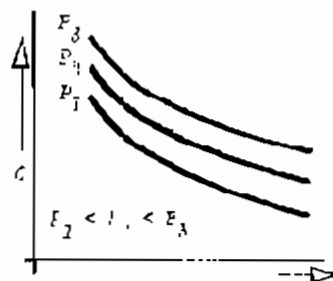
Material activo de los circuitos magnéticos

Materiales aislantes

Materiales estructurales y diversos

Si en la fórmula (2.52) admitimos que la potencia permanece constante, el peso resulta función de la velocidad como muestra la figura 2.18. De esto surge que conviene las máquinas más veloces, a igualdad de otros parámetros, para obtener menores pesos y consecuentemente, meno-

Fig. 2.18



res costos.

En cuanto a esto último, el costo industrial de una máquina eléctrica es:

$$C = G + N + A + H + C_u + E + O \quad (2.53)$$

donde: C = Costo industrial

N = Gastos generales de fábrica, a imputar a cada unidad

H = Mano de obra directa

A = Costo de los aislantes

C_u = Costo de la chapa magnética de hierro al silicio

E = Costo del cobre empleado

O = Costo de los materiales estructurales intervinientes

O = Costo de operaciones o elementos no computados anteriormente

Cada uno de estos factores tienen sus leyes propias de variación, en función de diversos hechos físicos y económicos. Los gastos generales comprenden una serie de rubros entre los que encontramos la fuerza motriz, los impuestos, la amortización de máquinas y equipos, los útiles y seguros. Estos gastos generales crecen a medida que aumenta la potencia de la máquina a producir. La mano de obra depende del grado de automatización del establecimiento. El costo de los aislantes, depende de la tensión de servicio de la máquina. El costo de los materiales activos como el hierro, el cobre y los estructurales, depende de la potencia de la unidad.

♦ 2.1.9.- PERDIDAS.- Es corriente clasificar a las pérdidas en las máquinas en la siguiente forma:

Pérdidas eléctricas, o pérdidas en el cobre

Pérdidas magnéticas, o pérdidas en el hierro

Pérdidas mecánicas, o pérdidas por rozamientos

Pérdidas adicionales, o de diferente clasificación

Como veremos, todas ellas se transforman en calor, y es necesario estudiarlas.

♦ 2.1.9.1.- PERDIDAS ELÉCTRICAS.- Por los circuitos eléctricos de las máquinas circulan corrientes que, a consecuencia de la inevitable resistencia que presentan, desarrollan una potencia que se transforma en calor por efecto Joule. A esta potencia que no se puede aprovechar se la llama *potencia perdida* o *pérdida en el cobre*. En términos generales se las puede expresar:

$$P_{cu} = \sum I^2 R \quad (2.54)$$

Se ha tomado la sumatoria, porque la mayor parte de las máquinas tiene más de un circuito eléctrico, y dichos circuitos, además de ser recorridos por diferentes corrientes, son de distintos valores ohmicos. Reemplazando en la (2.54)

el valor de la resistencia según la (1.46) del libro I "Circuitos":

$$P_{Cu} = \sum i_c^2 \rho_{Cu} \frac{l_i}{S_i} \quad (2.55)$$

Como ρ_{Cu} es la resistividad del cobre, l_i es el largo del circuito, S_i es la sección recta del mismo, recordando la definición de densidad de corriente como sigue:

$$j = \frac{i}{S} \quad (\text{o también } j = \frac{di}{dS}) \quad (2.56)$$

podemos introducirla en la (2.55), y conjuntamente reunir la sección y el largo en el volumen de cobre de cada circuito, sacando:

$$P_{Cu} = \sum \rho_{Cu} j_i^2 v_i \quad (2.57)$$

Dividamos y multipliquemos por el peso específico del cobre;

$$P_{Cu} = \frac{\rho_{Cu}}{\gamma_{Cu}} \sum j_i^2 G_{Cu_i}$$

Tomando la resistividad del cobre $\rho_{Cu} = 0,0216 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ a 75°C , por ser la temperatura a que suelen funcionar las máquinas y $\gamma_{Cu} = 8,9 \text{ kg}/\text{cm}^3$ el peso específico del cobre, se llega a la siguiente fórmula práctica, para uno de los componentes cualquiera de los circuitos eléctricos:

$$P_{Cu} = 2,42 j_{Cu}^2 G_{Cu} \quad (2.59)$$

En donde:

- P_{Cu} = pérdidas en el cobre, en Watt (W)
- G_{Cu} = peso de cobre del circuito considerado, en (kg)
- j_{Cu} = densidad de corriente, en Amperes/mm² (A/mm²)

Esta fórmula es válida para corriente continua. Tratándose de alterna, interviene el efecto pelicular ya estudiado en el párrafo 1.7.6.- del libro I "Circuitos", y también, la fórmula (1.50). Por eso conviene corregir así:

$$P_{Cu} = 2,42 k j_{Cu}^2 G_{Cu} \quad (2.60)$$

El valor de k puede tomarse 1,1 para frecuencias del orden de 50 Hz en máquinas corrientes. Si se trata de máquinas de gran tamaño, cabe examinarse cuidadosamente este factor con manuales especializados.

Digamos finalmente que las densidades de corriente adoptadas en máquinas pequeñas es del orden de 5 A/mm^2 , mientras que en máquinas mayores, puede ser de unos 1 A/mm^2 . En máquinas fuertemente refrigeradas, estas cantidades, pueden ser mucho más altas.

De las (2.59) y (2.60) podemos deducir un hecho conceptual importante:

Las pérdidas en el cobre, son función del cuadrado de la densidad de corriente y del peso de material activo.

♦ 2.1.9.2.- PERDIDAS MAGNETICAS.- Este tema ya ha sido estudiado en el párrafo 1.7.2.- del libro I "Circuitos" de esta misma obra. Por lo tanto sólo agregaremos algunos elementos complementarios. Sabemos que las pérdidas magnéticas están compuestas por las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corrientes parásitas. Repetimos las (1.486) y (1.487) por comodidad;

$$P_{Fe} = P_h + P_p \quad (2.61)$$

$$P_{Fe} = P_o \sigma B_{\text{máx}}^2 \quad (2.62)$$

en la cual:

- P_{Fe} = pérdidas magnéticas totales en el hierro, en (W/kg)
- P_o = "cifra de pérdidas" en W/kg $\left| \begin{array}{l} B = 1 \text{ Wb/m}^2 \\ f = 50 \text{ Hz} \end{array} \right|$
- σ = coeficiente función de la frecuencia
- $B_{\text{máx}}$ = inducción máxima, en $[\text{Wb/m}^2]$

Si deseamos las pérdidas magnéticas totales, debemos multiplicar por el peso total de hierro, es decir:

$$P_{Fe} = P_o \sigma B_{\text{máx}}^2 G_{Fe} \quad (2.63)$$

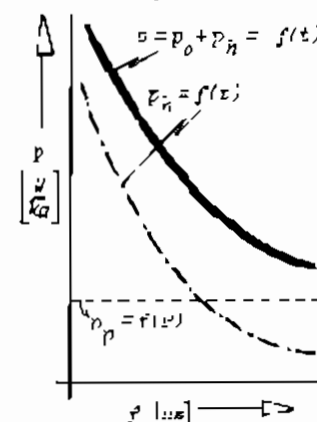
De la (2.63) podemos deducir otro hecho conceptual, semejante al encontrado para las pérdidas en el cobre:

Las pérdidas en el hierro, son función del cuadrado de la densidad de flujo magnético y del peso de material activo.

Se observa así, una cierta semejanza entre pérdidas en el hierro y pérdidas en el cobre. Las dos son función del peso de material activo y del cuadrado del agente físico actuante.

Resulta interesante en el estudio de las máquinas, apreciar como varían las pérdidas magnéticas al variar la frecuencia, a condición de que la tensión de alimentación permanezca constante. Para ello acudimos a la fórmula

Fig.2.19



$$E = 4,44 f N B_{\text{max}} \quad (2.64)$$

Esta expresión se hizo aproximadamente (igual a la tensión, porque si en una bobina aplicamos una tensión U y consideramos despreciable las caídas de tensión por resistencia y reactancia, esto es posible. Ya vimos este asunto en el tema 1.1.5.2.- del libro I "Circuitos" de esta obra. De la anterior sale:

$$U = k f E_{\text{max}} \quad (2.65)$$

Si introducimos la (2.66) primero en la (1.475) del capítulo 1.7.2.- del libro I "Circuitos", y después en la (1.485) del mismo libro, sacamos:

$$P_h = \eta f \left(\frac{U}{k f} \right)^2 = k_1 \frac{1}{f} \quad (2.66)$$

$$P_p = \gamma f^2 l^2 \left(\frac{U}{k f} \right)^2 = k_2 \quad (2.67)$$

Se ve que las pérdidas por histéresis disminuyen al aumentar la frecuencia, y las pérdidas por corrientes parásitas no se alteran. En la figura 2.19 podemos ver graficado, o explicado. Por lo tanto;

En los circuitos magnéticos alimentados por tensión constante, las pérdidas magnéticas disminuyen al aumentar la frecuencia.

♦ 2.1.9.3.- PERDIDAS MECANICAS.- Este tipo de pérdida se debe a:

- * Rozamientos en los cojinetes en que apoya el eje de giro
- + Rozamiento de escobillas contra colectores, o anillos rozantes
- + Rozamiento de las partes móviles, con el aire
- + Potencia que absorben los sistemas de enfriamiento y de ventilación

En todos los casos, un cálculo detallado de estas pérdidas requiere un estudio particularizado de cada una de ellas, y estará sujeto a diversas características de los componentes involucrados. Pero es nuestra intención aquí presentar sólo una idea global, apta para comprender los parámetros principales a que debemos atendernos. Por ello, podemos afirmar que las tres primeras pérdidas por rozamiento - cojinetes, escobillas y partes móviles con el aire - son en general función de la primera potencia de la velocidad de giro n . En vez los sistemas de ventilación se rigen por las fórmulas de la potencia absorbida por los ventiladores, que por lo regular, son función de la tercera potencia de la velocidad. Por lo tanto, una fórmula aproximada que exprese a las pérdidas mecánicas, en su conjunto, es:

$$P_m = a n + b n^3 \quad (2.68)$$

Como gran parte de las máquinas funcionan con velocidad constante - prácticamente constante - se puede afirmar que las pérdidas mecánicas son de valor casi constante. Como el valor de estas pérdidas no es muy elevado, esta simplificación no repercute mucho sobre la exactitud de los cálculos. En los ensayos de máquinas, es posible obtenerlas por vía experimental. En los casos de estudios numéricos, frecuentemente se recurre a estudios comparativos, tomando máquinas conocidas como referencia.

♦ 2.1.9.4.- PERDIDAS ADICIONALES.- Existen en las máquinas una serie de pequeñas pérdidas de origen diverso, debidas a efectos secundarios en el cobre y en el hierro, que no conviene catalogarlas dentro de las recién estudiadas. Tales pérdidas, algunas veces son de difícil evaluación y en general las normalizaciones han adoptado un valor estimativo para las mismas, que suele ser del orden del 0,5% a 1,0% de la potencia útil.

♦ 2.1.10.- RENDIMIENTO.- De acuerdo con las definiciones dadas en el capítulo 2.1.1.- anterior, toda máquina se encarga de transformar energía. Esto nos indica que recibe una potencia que en adelante llamaremos *Potencia absorbida* P_a , y que entrega otra potencia que se llama *Potencia útil* P_u . No pudiendo la máquina ser un mecanismo perfecto, ocurrirá que $P_a > P_u$ y la diferencia es justamente la suma de las pérdidas que terminamos de estudiar. Por lo tanto llamaremos *Pérdidas* a la cantidad:

$$P = P_{Ch} + P_{pe} + P_m + P_{ad} \quad (2.69)$$

La potencia absorbida debe ser necesariamente igual a:

$$P_a = P_u + P \quad (2.70)$$

El rendimiento se define como la relación;

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (2.71)$$

A esta expresión se le conoce con el nombre de *Rendimiento efectivo*, y a

$$\eta = \frac{P_a - P}{P_a} = 1 - \frac{P}{P_a} = 1 - \frac{P}{P_u + P} \quad (2.72)$$

se lo conoce como *Rendimiento convencional*. De ambas expresiones es preferible usar la última, dado que las mediciones de potencia útil y potencia absorbida por los métodos directos, no son siempre realizables en las condiciones.

de exactitud que corrientemente se requieren. En cambio, la medición separada de las pérdidas P_{Cu} , P_{Fe} , P_m y P_{ad} es factible en la mayor parte de los casos, o es posible estimarlas, sumado a otras condiciones que favorecen su empleo.

• 2.1.10.1.- VARIACION DEL RENDIMIENTO.- Resulta de sumo interés observar cómo varía el rendimiento de una máquina, en función de la potencia eléctrica en juego. Para ello recordamos del libro I "Circuitos las fórmulas (1.151), (1.159) y (1.415), que repetimos para comodidad.

$$P = UI \quad P = UI \cos \varphi \quad P = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (2.73)$$

La primera para corriente continua, la segunda para corriente alterna monofásica y la tercera para corriente alterna trifásica perfecta.

Como por lo regular, la tensión y el factor de potencia con que trabajan las máquinas eléctricas, permanecen sensiblemente constantes en gran cantidad de casos, podemos escribir, con poco error:

$$P = KI \quad (2.74)$$

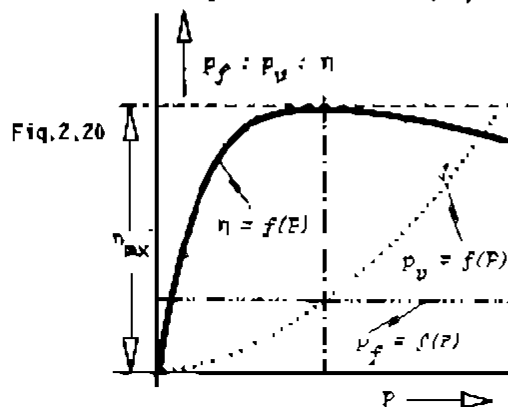
Esta condición debe completarse diciendo que además la velocidad y la frecuencia son, para un tratamiento generalizado como el que estamos proponiendo, magnitudes que podemos estimar como constantes. Admitido todo esto, las pérdidas mecánicas y las pérdidas magnéticas resultarán invariables, dado que las primeras son función de la velocidad y las segundas función de inducción (o de la tensión, según la (2.64)) y de la frecuencia. Por lo tanto, en términos generales, se llaman *pérdidas fijas* en las máquinas a la suma:

$$P_f = P_m + P_{Fe} \quad (2.75)$$

Tomando ahora la (2.60) observamos que las pérdidas en el cobre son función de la densidad de corriente, o lo que es lo mismo decir, de la corriente misma, tomando la (2.74) podemos escribir:

$$P_{Cu} = k I^2 = \alpha P^2 = P_v \quad (2.76)$$

A este último valor lo llamamos *pérdidas variables*. Las máquinas tienen, entonces, pérdidas fijas y pérdidas variables, estas últimas función de la potencia eléctrica en juego. Si la máquina es un generador, la potencia eléctrica será la útil, y por lo tanto sale:



$$\eta = \frac{P}{P + P_f + P_v} = \frac{P}{P + P_f + \alpha P^2} \quad (2.77)$$

El rendimiento es entonces función de la potencia, y resulta de utilidad posterior determinar la condición para la cual es máximo. Para ello tomamos su derivada en función de la variable propuesta y la igualamos a cero:

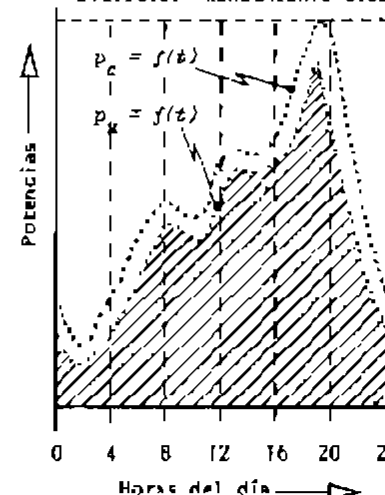
$$\frac{d\eta}{dP} = \frac{P + P_f - \alpha P^2 - P(1 - 2\alpha P)}{(P + P_f + \alpha P^2)^2} = 0 \quad (2.78)$$

Con oportunas simplificaciones

$$P_f = \alpha P^2 = P_v \quad (2.79)$$

Se puede afirmar entonces que una máquina eléctrica funcionando en condiciones de tensión, velocidad, factor de potencia y frecuencia constante, tiene su rendimiento máximo en la condición de carga que corresponde a igualdad de pérdidas fijas y variables. Esto queda graficado en figura 2.20, en donde se ve que para potencia nula el rendimiento es nulo, y que el rendimiento crece hasta alcanzar su valor máximo cuando las pérdidas variables igualan a las fijas. Luego decrece lentamente. Esta forma de curva, es la usual en todas las máquinas.

2.1.10.2.- RENDIMIENTO CICLICO.- El rendimiento que terminamos de estudiar



es el *rendimiento instantáneo*, y según la curva $\eta(P)$ de la figura (2.20), a cada potencia con que funciona la máquina, le corresponde un valor. Pero en muchos casos, es menester calcular el *rendimiento cíclico*, o *rendimiento de energía*, que se define como:

$$\eta_c = \frac{A_u}{A_o} \quad (2.80)$$

siendo A_u la energía entregada o útil, en un cierto periodo de tiempo y A_o la energía absorbida por la máquina en el mismo lapso. En los análisis corrientes, el tiempo considerado suele ser un día, o un mes, o un año. Supuesto que sea un día, las energías puestas

en juego estarán dadas por:

$$A_u = \int_0^{24} P_u dt \quad A_o = \int_0^{24} P_o dt \quad (2.81)$$

Dichas energías son representables por el área de los diagramas de la figura 2.21. No siendo la función $P(t)$ expresable por vía matemática en forma cómoda, se pueden dividir las áreas en rectángulos parciales y llegaríamos a:

$$\eta_a = \frac{\sum P_u \Delta t}{\sum P_o \Delta t} \quad (2.82)$$

O por similitud con la (2.72):

$$\eta_a = 1 - \frac{\sum p_u \Delta t + \sum p_f \Delta t}{\sum p_u \Delta t + \sum p_u \Delta t + \sum p_f \Delta t} \quad (2.83)$$

Siendo:

$\sum p_u \Delta t$ = suma de las pérdidas variables en los intervalos de tiempo

$\sum p_f \Delta t$ = suma de las pérdidas fijas

$$T = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \dots + \Delta t_n$$

El rendimiento cíclico es útil en el cálculo de amortización de pérdidas.

♦ 2.1.11.- CALENTAMIENTO Y ENFRIAMIENTO.- A consecuencia de que las pérdidas se transforman íntegramente en calor, que eleva la temperatura de los diversos órganos de las máquinas, se hace necesario estudiar este fenómeno.

♦ 2.1.11.1.- ECUACION DEL CALENTAMIENTO Y ENFRIAMIENTO.- Las pérdidas ya vistas en la (2.69) se transforman en calor, y por Ley de Joule se tiene:

$$q = 0,238 \times 10^{-3} \cdot p \quad (2.84)$$

Estando la cantidad de calor q en kilocaloría/segundo (kC/s), mientras que la potencia viene en Watt (W).

Como son muchos los órganos que constituyen una máquina eléctrica, y a su vez, constituidos por materiales muy diversos, no es conveniente hacer un estudio particular de cada uno de ellos, siendo en cambio preferible considerar a toda la máquina como si fuese un CUERPO HOMOGÉNEO, constituido por un solo material de características hipotéticas resultantes de un promedio de las características de todos los materiales intervinientes. Fundamentándose en la hipótesis dicha, se hace el estudio generalizado que sigue.

Sea θ la temperatura en la parte del cuerpo homogéneo en que se produce la cantidad de calor q ; θ_s la temperatura de la superficie exterior; y θ_a la temperatura del aire, o más propiamente, del medio en que está sumergido el cuerpo en estudio. Podemos establecer fácilmente:

$$\theta - \theta_a = (\theta - \theta_s) + (\theta_s - \theta_a) \quad (2.85)$$

A la diferencia total de temperaturas entre el cuerpo homogéneo y el medio ambiente la llamaremos en adelante *sobreelevación de temperatura*, y será:

$$\theta - \theta_a = \theta_s - \theta_a \quad (2.86)$$

Según la (2.85), la sobreelevación de temperatura se compone de dos sumandos. El primero representa el salto de temperaturas entre el interior del cuerpo y su superficie externa, y es función de la conductividad térmica de los materiales que encuentra el fluido calórico en su marcha al exterior. En cambio el segundo representa el salto de temperaturas entre la superficie emisora y el medio ambiente y es función del coeficiente de emisión entre el cuerpo y el medio. Dicho coeficiente, a su vez, es función de la velocidad que pueda tener el fluido refrigerante empleado.

Admitamos - para iniciar nuestros razonamientos - que el cuerpo homogéneo que represente a toda la máquina está a la misma temperatura que el medio ambiente, es decir, $\theta = \theta_a$, y que en esas condiciones ponemos en marcha la máquina. A causa del funcionamiento, comienza a producirse en la unidad de tiempo una cantidad de calor dada por la (2.84), que al quedar incorporada al cuerpo ocasiona en éste una sobreelevación de la temperatura $\theta - \theta_a$. Como consecuencia de esto último, entre las superficies exteriores y el medio ambiente hay a su vez un salto de temperaturas de $\theta_s - \theta_a$ que ocasiona una evacuación de calor hacia el medio más frío.

Como la evacuación térmica es proporcional al salto de temperatura entre las superficies de la máquina y del medio, cuanto más tiempo funciona la máquina más eleva su temperatura y más calor emite en la unidad de tiempo. Este proceso continúa hasta que se llega a una temperatura tal, para la cual todo el calor generado por pérdidas, es evacuado por las superficies exteriores. En ese estado de cosas, la temperatura del cuerpo ya no se eleva más, y se mantiene indefinidamente mientras no cambie el régimen de funcionamiento, ni la ventilación. A esa temperatura final que alcanza la máquina después de cierto tiempo, para la cual todo el calor generador por las pérdidas es emitido hacia el medio ambiente, se la llama *temperatura de régimen* o *temperatura de régimen* y es un valor importante, ya que del mismo depende que los materiales aislantes trabajen correctamente.

Tomemos ahora un instante de tiempo cualquiera comprendido entre la puesta en marcha y el momento en que se alcanzó la temperatura de régimen, y consideremos un intervalo de tiempo dt . En su transcurso, las pérdidas habrán entregado una cantidad de calor $dQ = q dt$, una parte de la cual se habrá inver-

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

tido en aumentar la temperatura del cuerpo en una cantidad $d\theta$ y otra parte habrá salido hacia el cuerpo más frío. En base a este razonamiento, establecemos la ecuación diferencial del equilibrio termodinámico, que es:

$$dq = q dt = G c d\theta + S h \theta dt \quad (2.87)$$

en la cual:

- q = calor aportado por las pérdidas en la unidad de tiempo
- dt = intervalo de tiempo considerado
- G = peso total del cuerpo homogéneo
- c = calor específico del cuerpo homogéneo
- $d\theta$ = incremento de temperatura en el intervalo de tiempo dt
- S = superficie emisora total del cuerpo homogéneo
- h = coeficiente de emisión del cuerpo homogéneo
- θ = incremento alcanzado en el momento del intervalo dt

La ecuación (2.87) indica que el calor producido se compone de dos partes. Una que se encarga de elevar la temperatura del cuerpo, y la otra, que es emitida al medio ambiente, por las superficies exteriores. Cuando se alcanza la temperatura del régimen, todo el calor producido por pérdidas será evacuado, es decir, no habrá más sobreelevación y por lo tanto $d\theta = 0$, con lo que la (2.87) se convertirá en:

$$q = S h \theta_{max} \quad (2.88)$$

siendo para este caso θ_{max} la sobreelevación máxima, que despreciada vale:

$$\theta_{max} = \frac{q}{S h} \quad (2.89)$$

Resolvamos la ecuación diferencial (2.87), para encontrar la función $\theta(t)$ que nos interesa. Para ello hacemos los pasos que siguen:

$$\frac{q}{S h} dt = \frac{G c}{S h} d\theta + \theta dt \quad (2.90)$$

Ve: a llamar constante de tiempo a:

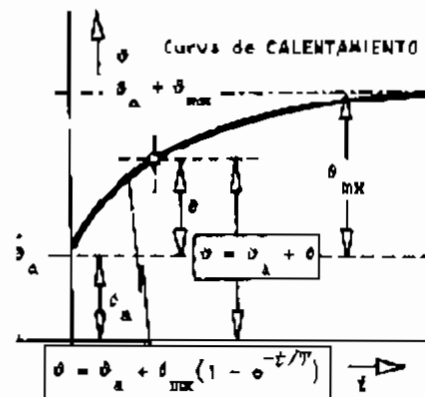
$$\tau = \frac{G c}{S h} \quad (2.91)$$

Y continuamos:

$$\theta_{max} dt = \tau d\theta + \theta dt \quad (2.92) \quad \text{Fig. 2.22}$$

$$dt = \frac{\tau}{\theta_{max} - \theta} d\theta \quad (2.93)$$

$$t = -\tau \ln(\theta_{max} - \theta) + \text{constante} \quad (2.94)$$



LIBRO II MAQUINAS

Para obtener la constante, procedemos a tomar las condiciones iniciales, es decir, para $t = 0$ la sobreelevación de temperatura debe ser nula $\theta = 0$ o sea:

$$\text{constante} = C = \tau \ln \theta_{max} \quad (2.95)$$

que reemplazada en la (2.94) resulta:

$$t = \tau \ln \frac{\theta_{max}}{\theta_{max} - \theta} \quad (2.96)$$

Aprovechando las propiedades de los logaritmos, y oportunas transformaciones:

$$\theta = \theta_{max} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.97)$$

La representación gráfica de esta ecuación está en la figura 2.22 de la página anterior. Se observa que la sobreelevación de temperatura crece en forma asintótica a una horizontal trazada por la sobreelevación máxima, condición a la que llegaría en tiempo infinito. Además, por la (2.96), si esta sobreelevación es sumada a la temperatura ambiente, se obtiene la temperatura en cada momento. Es de advertir que, conforme NORMAS IRAM se toma 40°C para la temperatura ambiente.

Procurémos ahora darle sentido físico a la constante de tiempo τ de la (2.91), para lo cual supongamos que el cuerpo homogéneo está impedido de evacuar calor. En este caso, sólo interesa el primer sumando del segundo miembro de la (2.87), y todo el calor aportado por pérdidas es empleado en elevar la temperatura. dicha ecuación nos resulta

$$q dt = G c d\theta \quad (2.98)$$

Integrándola:

$$q t = G c \theta \quad (2.99)$$

Despejamos el tiempo:

$$t = \frac{G c \theta}{q} \quad (2.100)$$

Reemplazamos la cantidad de calor con la (2.89)

$$\tau = \frac{G c}{S h} \frac{\theta}{\theta_{max}} \quad (2.101)$$

Para la temperatura $\theta = \theta_{max}$ la anterior resulta:

$$\tau = \frac{G c}{S h} = \tau \quad (2.102)$$

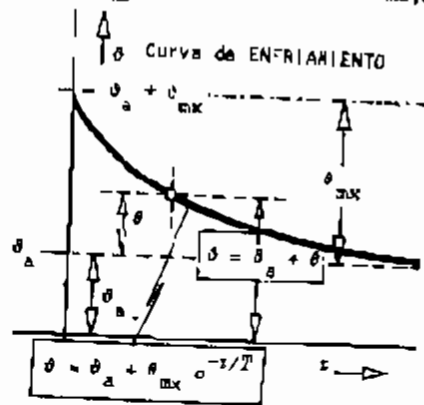
De lo que se deduce que la constante de tiempo, es el tiempo que tardaría en

alcanzar la temperatura máxima, si su disipación fuese nula. Además, sabe que:

$$\tau = \frac{G c \theta_{max}}{q} \quad (2.103)$$

Con esta expresión se puede calcular la constante de tiempo, ya que:

- τ = constante de tiempo, en (s)
- G = peso, en (kg)
- c = calor específico medio, en (kcal/kg °C)
- q = calor de las pérdidas, en (kcal/s)
- θ_{max} = sobreelevación máxima, en (°C)



Finalmente, para estudiar el enfriamiento del cuerpo homogéneo, admitamos que se encuentra a la temperatura máxima, y en ese momento deja de funcionar, desapareciendo en consecuencia las pérdidas, y por lo tanto, la fuente de calor. El plantamiento es análogo al que se hizo para el calentamiento, pero considerando $q = 0$. Por lo tanto, la (2.87) se transforma en:

$$0 = G c d\theta + S h \theta dt \quad (2.104)$$

Aplicando idéntico tratamiento que al calentamiento, seier:

$$\theta = \theta_{max} e^{-t/\tau} \quad (2.105)$$

que es la curva de enfriamiento de figura 2.23.

2.1.1.2. - TEMPERATURA LIMITE. - En la construcción de maquinaria eléctrica, la mejor solución industrial es la que conduce a la producción de unidades de menor peso y en consecuencia, de poco volumen. Observando la historia de la industria electromecánica, se puede apreciar que a igualdad de potencia, tensión y velocidad, las máquinas eléctricas se han construido cada vez más livianas, con las consiguientes ventajas económicas y técnicas. Para esa paulatina reducción del peso y como consecuencia de ello el volumen, ha dado lugar a que cada vez las máquinas tengan menores superficies para evacuar el calor que se produce por pérdidas. Las consecuencias de esta tendencia industrial se pueden analizar tomando la (2.89), y reemplazando en ella la (2.84) se sigue:

$$\theta_{max} = \frac{q}{c h} = 0,288 \times 10^{-3} \frac{P}{S h} \quad (7.100)$$

Se aprecia que la sobreelevación máxima de temperatura es función directa de las pérdidas y función inversa de las superficies emisoras y del coeficiente de emisión. En consecuencia, la reducción de las superficies exteriores ha ocasionado un paulatino aumento de las sobreelevaciones máximas de temperatura, o sea, un aumento de la temperatura de régimen de las máquinas. El cobre, el hierro y los restantes metales que entran en la elaboración de las máquinas eléctricas pueden soportar fácilmente temperaturas de servicio bastante elevadas, pero no así los materiales aislantes que como está bien comprobado se deterioran con temperaturas relativamente bajas. Mucho antes de alcanzar el estado de combustión, los aislantes sufren los efectos de la temperatura, manifestados por la pérdida de las cualidades aislantes y dieléctricas. Es por esto que, en líneas generales, un aislante para máquina eléctrica debe cumplir dos requisitos esenciales:

- * Ser de naturaleza y espesor tales, que pueda soportar las tensiones las tensiones eléctricas con un adecuado margen de seguridad.
- * Soportar la máxima temperatura de servicio por tiempo indefinido, sin disminuir sus cualidades dieléctricas.

La industria debe entonces limitar las temperaturas de servicio, no pudiendo

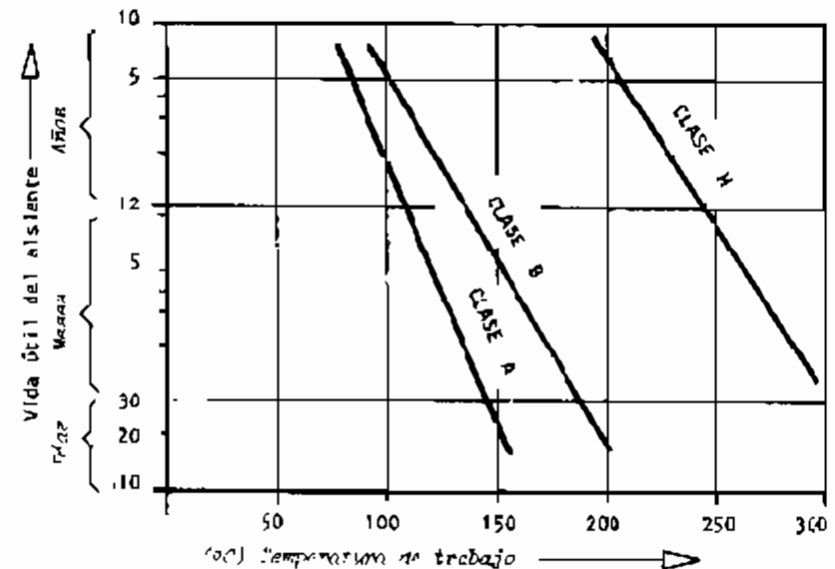


Fig. 2.24

reducir los pesos, como sería de desear. En consecuencia, la tendencia es encontrar aislantes que sean capaces de soportar temperaturas cada vez mayores, para así poder construir máquinas más livianas y de mayor duración. La experiencia y los ensayos han mostrado que la vida de un aislante es función de la temperatura de trabajo, en forma aproximada a como se ve en figura 2.24

Cuanto mayor es la temperatura de trabajo, mayor es la tendencia del aislante a secarse, endurecerse y volverse quebradizo con el tiempo por cambio de su estructura química, con la consiguiente pérdida de las cualidades eléctricas. Es por estas razones que una máquina eléctrica no puede trabajar a una temperatura mayor que la tolerada por sus aislantes. A la máxima temperatura que puede soportar la aislación de una máquina, sin perjudicarse y asegurando una razonable vida útil, se la llama *temperatura límite*. Debe cumplirse que:

$$T_{\text{trabaja}} \leq T_{\text{límite}} \quad (2.107)$$

La NORMA IRAM 2180/62 indica las temperaturas límites de materiales que se emplean en las máquinas, y en tabla siguiente, transcribimos algunos datos.

Clase de aislación	Temperatura límite en °C	Ejemplos de materiales aislantes
Y	90	Algodón, seda natural, papel y productos derivados, cartón prensado, madera, policloruro de vinilo, polietileno (por la temperatura de ablandamiento), goma natural o vulcanizada, etc. No entran materiales aglomerantes, ni de impregnación.
A	105	Algodón, seda natural, papel y productos derivados, cartón prensado, madera, etc. No entran materiales aglomerantes, y pueden contener barnices a base de resinas naturales, aceites aislantes y líquidos dieléctricos sintéticos como impregnantes. Telas barnizadas, papel barnizado, con barnices o resinas como aglomerantes. Madera laminada, aglomeradas con resinas fenol-formaldehído. Esmalte para alambres del tipo oleoresinoso o a base de resinas poliámicas, etc. sin aglomerantes.
E	120	Esmaltes con resinas a base de formal-poliivinilo, poliuretano o resinas epóxicas, etc. sin aglomerantes, impregnadas con resinas epóxicas, barnices a base de asfaltos o resinas sintéticas como impregnantes. Piezas moldeadas con rellenos celulósicos, laminados a base de papel o tejidos de algodón, etc., con aglomerantes del tipo de resina melamina-formaldehído, etc. y materiales de impregnación como resinas epóxicas o barnices de asfalto, o resinas sintéticas, etc.

Clase de aislación	Temperatura límite en °C	Ejemplos de materiales aislantes
B	130	Fibra de vidrio, amianto sin aglomerantes. Fibra barnizada de fibra de vidrio, amianto barnizado, con aglomerantes del tipo de barnices a base de resinas y de aceite. Mica aglomerada (con o sin soporte), con aglomerantes de tipo goma laca, resinas epóxicas, masa aislante bituminosa, etc. Laminados de fibra de vidrio, laminados de amianto, moldeados con soporte mineral, con aglomerantes del tipo de melamina-formaldehído y fenol-formaldehído. Todos estos aislantes pueden tener materiales de impregnación como asfaltos y resinas sintéticas con aceite, resinas poliésteres, etc.
F	155	Fibra de vidrio, amianto, sin aglomerantes. Tejido de vidrio barnizado, mica aglomerada, con materiales de resinas epóxicas, siliconadas, etc. Estos aislantes pueden impregnarse con resinas epóxicas, resinas siliconadas-alquídicas y silicona-fenólicas.
H	180	Fibra de vidrio, amianto, elastómeros de silicona, sin aglomerantes. Tejido de vidrio barnizado, amianto barnizado, mica aglomerada, con aglomerantes de resinas de siliconas. Estos aislantes, pueden usar impregnados de siliconas.
C	Más de 180	Mica, porcelana, vidrio, cuarzo, sin aglomerantes, y con impregnantes inorgánicos como vidrios o cementos.

Finalizamos este tema, indicando que es menester no sobrepasar estos valores, a fin de obtener una vida útil razonable de los aislantes.

♦ 2.1.11.3.- DETERMINACION DE LA TEMPERATURA MAXIMA.- La expresión (2.107) nos permite afirmar que la temperatura de régimen no debe nunca sobrepasar a la temperatura límite. Esta condición, se puede aplicar a los diversos órganos que constituyen una máquina eléctrica, de tal manera que el problema técnico usual consiste en la determinación de las temperaturas máximas (o de las máximas sobreelevaciones) a efectos de verificar si estos valores son inferiores o por lo menos iguales que las temperaturas límites de los aislantes que entran en la elaboración de dichos órganos.

El estudio generalizado del cuerpo homogéneo visto en el tema 2.1.11.1.- es de suma utilidad, porque se aplica a cada parte de la máquina en la que se desea verificar la condición (2.107). Esta aplicación consiste en la determinación de la curva de calentamiento del órgano en cuestión, a los efectos de lle-

gar a conocer su sobreelevación máxima. En la práctica, las curvas de calentamiento de las diversas partes que es necesario analizar, se obtienen haciendo trabajar a la máquina a plena carga. Este tipo de ensayo es muy simple en máquinas pequeñas, pero resulta muy largo y costoso en las máquinas grandes y aun en las medianas, por lo que es recomendable acudir a simplificaciones adecuadas. Las normas, en general, recomiendan métodos gráficos, que pasamos a describir.

De la (2.93) podemos obtener:

$$\theta = \theta_{max} - T \frac{d\theta}{dt} \quad (2.108)$$

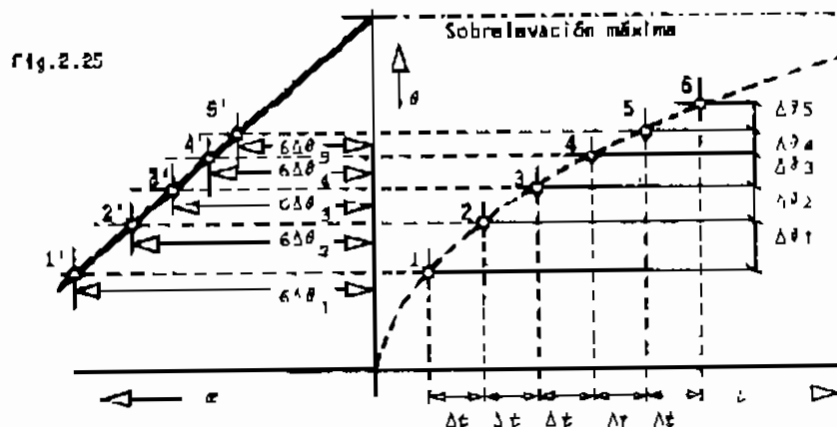
Reemplazando diferenciales por incrementos finitos:

$$\theta = \theta_{max} - T \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (2.109)$$

Posiendo $x = \Delta\theta/\Delta t$ resulta:

$$\theta = \theta_{max} - T x \quad (2.110)$$

Establecida esta ecuación, el procedimiento es el que se describe a continuación. Se pone en marcha la máquina y se miden las temperaturas y los tiempos, en los órganos o lugares en los que se desea hacer la verificación. Basta tomar sólo algunos pares de valores, por ejemplo los cinco primeros que se indican en figura 2.25 con los números 1, 2, 3, 4, 5 y 6, cuidando que estén separados por intervalos de tiempo iguales Δt . Entre cada par de ellos existir incrementos de sobreelevación $\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3, \Delta\theta_4$ y $\Delta\theta_5$ como se indica en la figura. Tomando estos últimos amplificados a voluntad hacia la izquierda del eje vertical, se obtienen los puntos 1', 2', 3', 4' y 5' de la ecuación (2.110) en el otro sistema de coordenadas. Se procede a unir estos pun-



tos por medio de una recta, y donde ésta corte al eje vertical se cumple la condición $x = 0$ y por lo tanto se tiene que $\theta = \theta_{max}$. El punto de intersección determina el valor de la sobreelevación máxima de temperatura, que alcanzó la curva correspondiente de calentamiento. Este sistema permite conocer el valor de θ_{max} mediante un ensayo de corta duración, lo que resulta muy conveniente. Sólo presenta la desventaja que se trata de un método gráfico, sujeto a las tolerancias naturales en este tipo de trabajo.

Para la determinación de los puntos 1, 2, 3, 4, 5 y 6 debemos medir la temperatura en los diversos órganos de la máquina. Consultando las NORMAS IRAM encontramos que existen tres métodos normalizados para medir temperaturas en las máquinas rotantes y que son:

- por indicadores internos de temperatura
- por variación de resistencia
- por medio de termómetros

Los indicadores internos son pares termopélicos colocados en lugares inaccesibles, en los que se desea medir la temperatura con precisión y a los que es imposible llegar con el bulbo de un termómetro. Los termómetros empleados en estas determinaciones deben ser de mercurio, prefiriéndose los de alcohol para los lugares en que hay campos magnéticos variables. El otro sistema que en las normas se aconseja, es el de la medición de la resistencia de los bobinados, que resulta adecuado en arrollamientos cuya resistencia no sea excesivamente baja y se funda en lo siguiente. Si una resistencia está a la temperatura θ_a , su valor está regido por la:

$$R = R_0 (1 + \alpha_0 \theta_a) \quad (2.111)$$

Siendo R_0 la resistencia a 0°C y α_0 el coeficiente de temperatura del material empleado en el conductor. Si la temperatura se eleva hasta θ será:

$$R = R_0 (1 + \alpha_0 \theta) \quad (2.112)$$

Relacionando ambas expresiones, y recordando que $\alpha_0 = 1/234.5$, resulta:

$$\frac{R}{R_a} = \frac{R_0 (1 + \alpha_0 \theta)}{R_0 (1 + \alpha_0 \theta_a)} = \frac{234.5 + \theta}{234.5 + \theta_a} \quad (2.113)$$

Operando

$$\theta = \theta - \theta_a = \frac{R - R_a}{R_a} (234.5 + \theta_a) \quad (2.114)$$

En ésta se tiene:

- r = sobreelevación de temperatura, en $(^\circ\text{C})$
- θ = temperatura final, en $(^\circ\text{C})$
- θ_a = temperatura inicial del ambiente, en $(^\circ\text{C})$

R = resistencia final, a temperatura θ , en (°C)

R_a = resistencia inicial, a temperatura θ_a , en (°C)

Esta fórmula, recomendada por las normas, permite determinar sobreelevaciones de temperatura, conociendo la temperatura inicial o ambiente, la resistencia inicial y resistencia final. La temperatura inicial se mide colocando varios termómetros alrededor de la máquina y en condiciones normalizadas y las resistencias inicial y final se determina con puentes o con el método de voltímetro y amperímetro. Debe decirse también que la temperatura calculada con la (2.114) no es la del punto más caliente del arrollamiento, sino la temperatura media del mismo. Para conocer la temperatura máxima posible, existen en las normas fórmulas y criterios particulares para cada tipo de máquina.

• 2.1.11.4.- POTENCIA NOMINAL - El hecho industrial de concebir y construir una máquina, presupone el conocimiento - o establecimiento - de una serie de condiciones, que se corresponden con el fin o servicio al que se destina la unidad. Esto significa que el constructor realiza la máquina suponiendo la forma en que será usada. Es por ello que resulta conveniente comenzar por establecer que toda máquina tiene una *potencia nominal*, que es el conjunto de las condiciones para las que ha sido construida. Según NORMAS IRAM tenemos;

— REGIMEN NOMINAL: es el conjunto de las condiciones de funcionamiento para las cuales ha sido construida la máquina. Comprende: la tensión, la potencia, la clase de servicio, la intensidad de la corriente, el factor de potencia, la velocidad, etc., nominales.

De todas estas, la más importante es la potencia nominal, que definimos:

— POTENCIA NOMINAL: es la potencia que la máquina puede desarrollar cuando las condiciones son las nominales, sin que las SOBREELEVACIONES DE TEMPERATURA en sus diversas partes alcancen o sobrepasen sus correspondientes TEMPERATURAS LÍMITES.

Observamos entonces que la potencia nominal de una máquina está estrechamente vinculada al problema del calentamiento de sus diversas partes constitutivas, y en consecuencia, de los aislantes. Recurriendo nuevamente a las NORMAS IRAM, podemos completar el concepto de potencia nominal, en la siguiente forma:

POTENCIA NOMINAL

- en generadores de corriente continua, es la potencia eléctrica nominal en bornes, medida en kW.
- en generadores de corriente alterna, es la potencia eléctrica aparente nominal en bornes, medida en kVA.

- en motores, es la potencia mecánica nominal disponible en el eje de giro, en CV o en kW.
- en convertidores, es la potencia eléctrica nominal en bornes secundarios, en kVA o en kW.

• 2.1.11.5.- TIPO DE SERVICIO.- Una máquina eléctrica puede ser empleada en diferentes formas, y de acuerdo a ello será su *tipo de servicio*. La NORMA IRAM 2223/70 que recomendamos consultar, describe los diversos tipos de servicio. Pero para un fin didáctico exclusivamente, vamos a resumir sólo en tres de los principales tipos, por ser los más característicos.

- SERVICIO CONTINUO : es el caracterizado por el funcionamiento ininterrumpido de la máquina, a régimen nominal, durante tiempo ilimitado.
- SERVICIO TEMPORARIO : es el caracterizado por el funcionamiento de la máquina a régimen nominal durante un lapso determinado y de manera que, en el período de reposo, su temperatura descienda hasta la del medio ambiente.
- SERVICIO INTERMITENTE : es el caracterizado por el funcionamiento de la máquina a régimen nominal durante un lapso determinado seguido de un reposo, también determinado, durante el cual su temperatura no desciende hasta la del medio ambiente.

En figura 2.26 ilustramos - por medio de las curvas de calentamiento y enfriamiento - los tres tipos de servicio señalados.

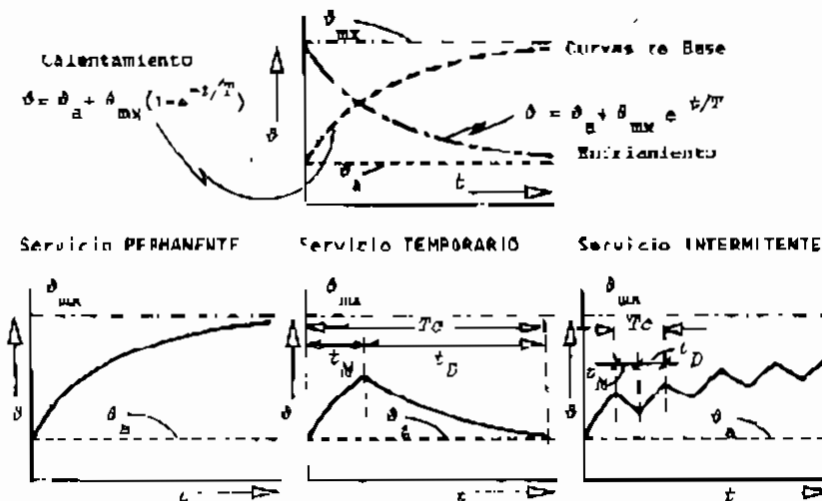


Fig 2.26

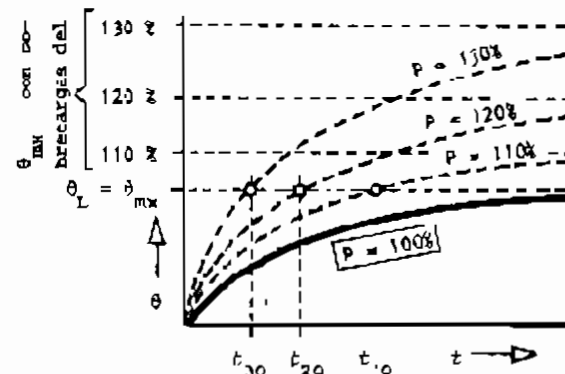
En servicio permanente, la sobreelevación de temperatura alcanza al valor θ_{max} bajo el cual deberá estar en condiciones de funcionar indefinidamente. En servicio temporario tiene un periodo de marcha t_M y otro de reposo t_D y la suma de ambos será lo que se llama el ciclo de trabajo.

$$t_M + t_D = T \quad (2.115)$$

Este valor de T no es la constante de tiempo de la (2.102). No confundir. Finalizado el ciclo, la temperatura vuelve a ser la del ambiente. En el servicio intermitente, al finalizar los periodos de trabajo T , la máquina no alcanza la temperatura de partida del ciclo, lo que da lugar a que se produzca un paulatino sumero de las sucesivas crestas de los ciclos.

Viendo el problema desde otro ángulo, una misma máquina, según sea el tipo de servicio a que se la someta, puede tener diferentes potencias nominales.

2.1.11.6.- CAPACIDAD DE SOBRECARGA.- Las máquinas construidas para servicio permanente, pueden suministrar por tiempo indefinido su potencia nominal. No obstante, si se las someta a servicio temporario, es posible obtener de ellas potencias superiores a la nominal, sin perjudicarlas. Para comprender esto re-



currirnos a la figura 2.27.

La misma representa a varias curvas de sobreelevación de temperatura, correspondientes a potencias de trabajo superiores a la nominal y pertenecientes a una misma máquina. La curva inferior, en trazo más grueso es la correspondiente al funcionamiento a potencia nominal 100% y en forma permanente. La sobreelevación máxima θ_{max} es aproximadamente la sobreelevación límite cuando la máquina está bien construida, bien diseñada y están bien aprovechados sus aislantes. Si la máquina es obligada a suministrar una potencia superior, la sobreelevación, debe ser mayor en virtud del siguiente razonamiento. El rendimiento, conforme la (2.70) y la (2.71) es:

$$\eta = \frac{P_u}{P_c + P_f} \quad (2.116)$$

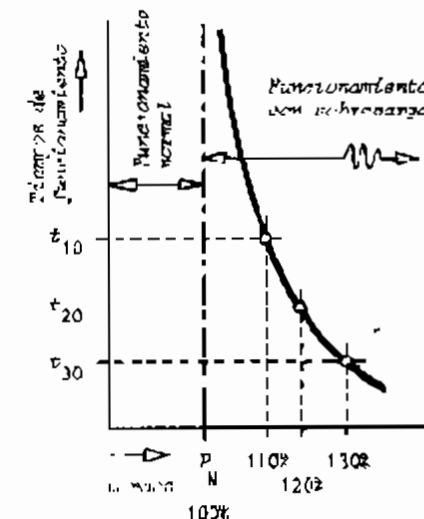
De aquí se deduce que las pérdidas también se pueden expresar por medio de,

$$p = P_u \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (2.117)$$

Reemplazando en la (2.105) nos queda:

$$\theta_{max} = \frac{0.289}{\eta^2} P_u \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (2.118)$$

La (2.118) indica que las sobreelevaciones de temperatura son función de la potencia útil y del rendimiento. Por lo tanto, si hacemos trabajar a la máquina con sobrecarga, o sea, a potencia superior a la nominal, alcanzará una sobreelevación máxima superior a $\theta_{max} = \theta_L$. En base a esto se han dibujado las curvas de sobreelevación para diferentes sobrecargas, observándose que cuanto mayor es la carga de trabajo, mayor es la sobreelevación que alcanzará la máquina. Para cualquier potencia superior al 100% sobrepasará la sobreelevación límite θ_L no pudiendo por ello trabajar en servicio permanente, pero sí en servicio temporario. Efectivamente, si aplicamos una sobrecarga del 10%, o sea trabajamos a una potencia del 110%, la máquina alcanzará la sobreelevación límite o máxima en el tiempo indicado con t_{10} . Hasta ese momento, la sobreelevación no da lugar a una temperatura que comprometa a los aislantes, ya que en todo momento se cumple que $\theta < \theta_L$. Si al llegar al tiempo t_{10} detenemos la marcha y dejamos enfriar la máquina hasta la temperatura ambiente, podremos repetir la operación o ciclo tantas veces como sea necesario, sin riesgo. Igual razonamiento podemos hacer para una sobrecarga del 20%, es decir, una potencia del 120%, y veremos que podemos trabajar hasta el tiempo t_{20} en que recién se alcanza la temperatura límite, o sobreelevación límite θ_L . Repitiendo este procedimiento,



es posible obtener los valores de los tiempos de funcionamiento para las diversas cargas por encima del valor nominal, es decir, para diversos estados de sobrecarga. En la figura 2.28 se han representado los tiempos de funcionamiento para las diversas cargas. Para valores por debajo de la potencia nominal, el tiempo de funcionamiento puede ser infinito.

Aligamos finalmente que las sobrecargas, es posible aplicarlas, si las restantes condiciones de servicio, como la carga, la velocidad u otro factor, no comprometen a la máquina. Analíticamente, el tiempo de

sobrecarga se puede determinar con el siguiente razonamiento. Tomamos la ecuación (2.118) e igualamos la elevación de temperatura a la sobreelevación límite:

$$\theta_L = \theta_{max} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.119)$$

Despejando:

$$t = \tau \ln \frac{\theta_{max}}{\theta_{max} - \theta_L} \quad (2.120)$$

Este es el tiempo que tarda la máquina para alcanzar la sobreelevación límite θ_L siendo su constante de tiempo τ , y siendo θ_{max} la sobreelevación que ocasionaría una carga en servicio permanente.

2.2.- TRANSFORMADORES

♦ 2.2.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.- El transformador es un aparato estático de inducción, destinado a transformar un sistema primario de corriente alterna, en otro de intensidad y tensión generalmente diferentes. Se trata entonces de una máquina exclusivamente para corriente alterna y su amplio desarrollo y aplicación se ha debido a la diversidad de tensiones que requiere la técnica.

El transformador permite elevar o disminuir las tensiones alternas a voluntad adaptando una instalación o aparato a las condiciones óptimas de funcionamiento. Es una máquina muy simple y de elevado rendimiento, por lo que resulta de gran interés industrial. Desde el punto de vista funcional, podemos definirlo

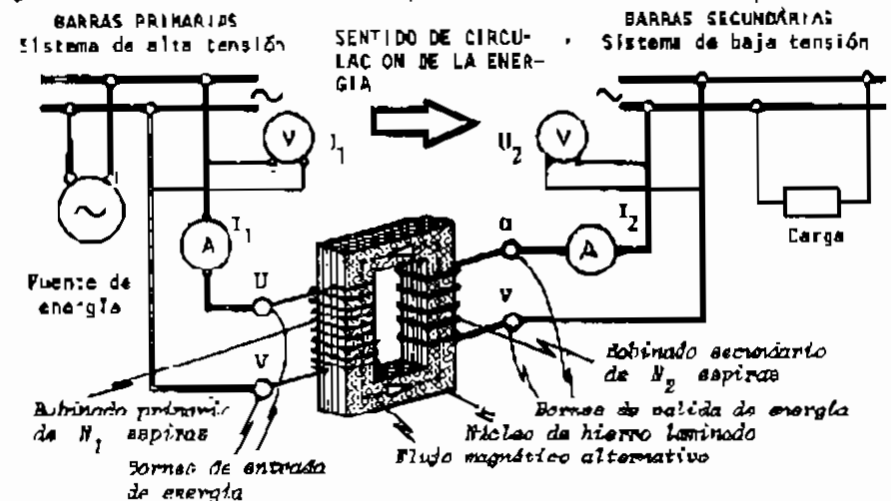


Fig.2.29

diciendo que se trata de un circuito magnético laminado, abrazado por bobinados y agregando que el principio de funcionamiento reposa en la producción de fuerzas electromotrices en dichas bobinas, a causa del flujo magnético alterno. En la figura 2.29 se ven los principales elementos a los que nos habremos de referir a lo largo del estudio del transformador y en la figura 2.30 tenemos la representación convencional del transformador monofásico que emplearemos en adelante. En base a estas figuras, el bobinado por donde ingresa energía se llama *primario*, es- tá conectado a una red de corriente alterna y el flujo que se ha de producir en su circuito magnético, ya lo estudiamos en el capítulo 1.7.5.- del libro I "Circuitos" de esta misma obra. El valor de ese flujo dependerá en amplitud, de la tensión de alimentación y del número de espiras. Este flujo concatena igualmente el bobinado por donde egresa la energía, llamado *secundario*, en donde induce una fuerza electromotriz de igual frecuencia, proporcional al número de espiras de dicho secundario. Admitiendo, como hipótesis simplifi- cativa, que las tensiones son iguales a las fuerzas electromotrices en los bobinados, tendremos:

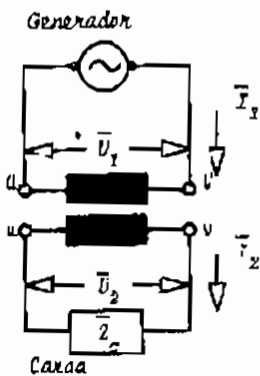


Fig. 2.30

La fuerza electromotriz - o tensión por espira - es sensiblemente igual para las dos bobinas, por lo que eligiendo convenientemente las espiras N_1 y N_2 es posible obtener que la tensión secundaria U_2 sea menor que la tensión primaria U_1 , en cuyo caso, el transformador será *reductor*. Si la tensión secundaria es mayor que la primaria, el transformador es *elevador*. Volveremos sobre esto, más adelante.

$$|U_1| = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.121a)$$

$$|U_2| = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.121b)$$

En síntesis, un transformador monofásico es un aparato al que se le aplica la tensión eficaz U_1 y se obtiene por el secundario otra tensión U_2 . Será reductor cuando $U_1 > U_2$ y elevador cuando $U_1 < U_2$. Existen transformadores en que $U_1 = U_2$, que se emplean para casos especiales en redes eléctricas.

La relación entre las tensiones depende de la relación de espiras de los bobinados y es un factor constructivo. Digamos también que según su finalidad, hay transformadores para corrientes débiles y altas frecuencias, muy comunes en electrónica, y transformadores para corrientes fuertes y frecuencias industriales. La diferencia más notoria entre unos y otros es que los primeros

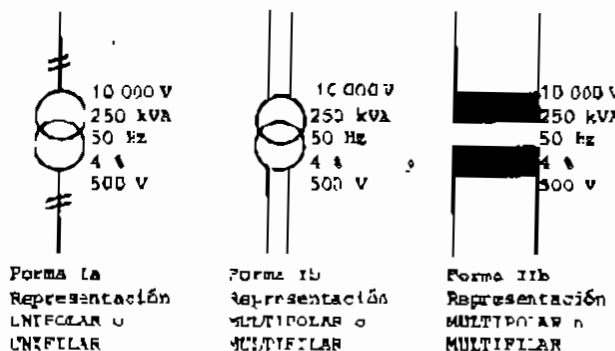
suelen tener su circuito magnético en el aire, en tanto que los segundos en hierro laminado al silicio. En los segundos, el factor de acoplamiento de la fórmula (1.110) del libro I "Circuitos" de esta obra, es casi unitario. Siendo los primeros de uso en electrónica, como hemos dicho, no son motivo de estudio en este libro por tanto, sólo nos referiremos a transformadores de tipo industrial, con núcleos de hierro laminado, aptos en redes de luz y fuerza motriz.

El transformador industrial es un aparato que suministra energía por su secundario, merced a la potencia que ingresa por su primario. Tratándose de corrientes alternas, lo más adecuado para determinar la capacidad de un transformador, es su potencia aparente, ya que la potencia activa depende del factor de potencia de la carga. Es por ello que las normas indican como potencia nominal a la que resulta de multiplicar la intensidad de la corriente secundaria nominal, por la tensión secundaria nominal a plena carga, siendo en consecuencia la potencia aparente que puede entregar el secundario en el régimen de servicio que se haya especificado. Dicho valor se mide en (VA), o más frecuentemente, en *kilo-Volt-ampere (kVA)*.

El transformador industrial es un aparato que suministra energía por su secundario, merced a la potencia que ingresa por su primario. Tratándose de corrientes alternas, lo más adecuado para determinar la capacidad de un transformador, es su potencia aparente, ya que la potencia activa depende del factor de potencia de la carga. Es por ello que las normas indican como potencia nominal a la que resulta de multiplicar la intensidad de la corriente secundaria nominal, por la tensión secundaria nominal a plena carga, siendo en consecuencia la potencia aparente que puede entregar el secundario en el régimen de servicio que se haya especificado. Dicho valor se mide en (VA), o más frecuentemente, en *kilo-Volt-ampere (kVA)*.

SÍMBOLOS Conforme Normas Argentinas IRAM 2010

Dado que en los planos de Ingeniería, debemos frecuentemente repre-



Forma Ia
Representación
UNIPOLAR o
UNIFILAR

Forma Ib
Representación
MULTIPOLAR o
MULTIFILAR

Forma Iib
Representación
MULTIPOLAR o
MULTIFILAR

Fig. 2.31

sentar a los transformadores, aconsejamos conocer las normas en esta materia. En la figura 2.31 tenemos las NORMAS IRAM en uso en nuestro país. Pero co-

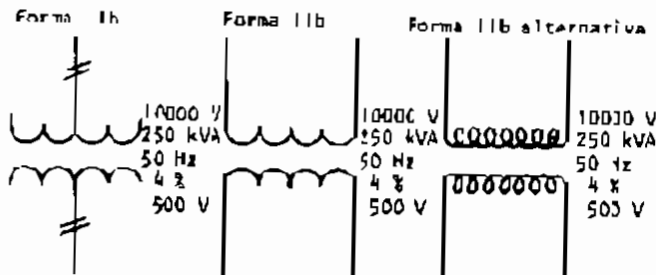
mo muchas veces hay que examinar planos que

TRANSFORMADOR MONOFÁSICO

SÍMBOLOS Conforme las Normas IEEE Standard and American National Standard

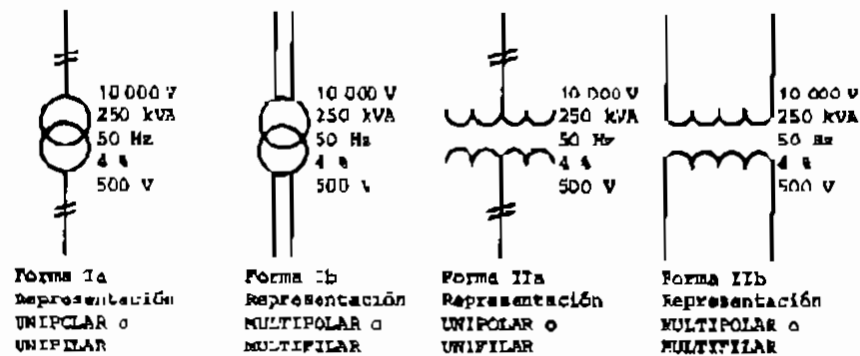
Fig. 2.32

provienen de otros países, en las figuras que llevan los números 2.32 y 2.33



TRANSFORMADOR MONOFÁSICO

Simbolos Conforme las Normas de la Comisión Electrotécnica Internacional
INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC)



TRANSFORMADOR MONOFASICO

Fig. 2.33

mostramos esas otras formas de representación.

Salvo los transformadores muy pequeños - que no pueden responder a ciertas condiciones concretas - los transformadores industriales pueden clasificarse:

Transformadores de distribución: son los que se construyen en serie, para potencias pequeñas y medianas, por lo regular, con potencias y tensiones normalizadas.

Transformadores de poder: son de potencias importantes, y por lo regular no se fabrican en serie. Se los utiliza para elevar o reducir la tensión en grandes redes eléctricas.

2.2.2 - PRINCIPALES ASPECTOS CONSTRUCTIVOS.- Por medio de una serie de dibujos esquemáticos, procuraremos mostrar los principales aspectos constructivos. En la figura 2.34 tenemos los tipos más corrientes de disposición de los núcleos y las bobinas, entre sí. Arriba los esquemas, y abajo, la vista. Se puede apreciar que las bobinas primarias y secundarias no se colocan como en la teoría se ha indicado corrientemente en una columna el primario, y en otra el secundario. Las tres disposiciones de figura 2.34 son suficientemente explicativas, y permiten clasificar a los núcleos en dos tipos: los de "ventana", y los "acorazados". Los dos primeros de la izquierda, son de "ventana".

Los núcleos se construyen de chapa de hierro o silicio, aisladas entre sí. En figura 2.35 vemos la forma de armar el "paquete" de chapas. En otros casos, el "paquete" se arma con un encintado de algodón, y se sujeta con varios sistemas, como ilustra la figura 2.36. En ambas formas constructivas, se procura que las chapas queden aisladas entre sí, e inclusive, el mismo perno de armado se aísla con un buje. En la figura 2.37 vemos las cuatro piezas principales de

Esquemas más comunes de DISPOSICION de NUCLEOS Y BOBINAS

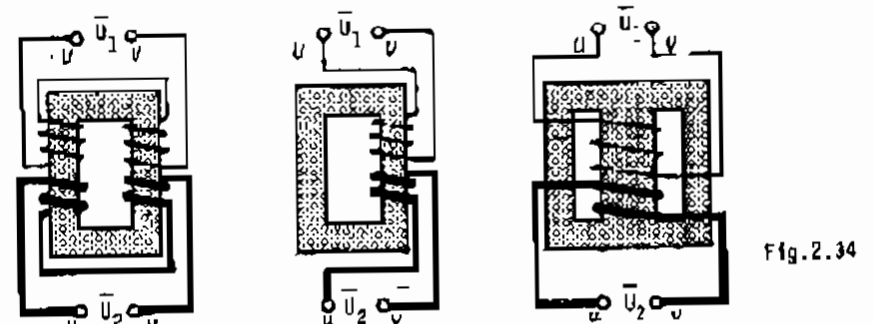


Fig. 2.34

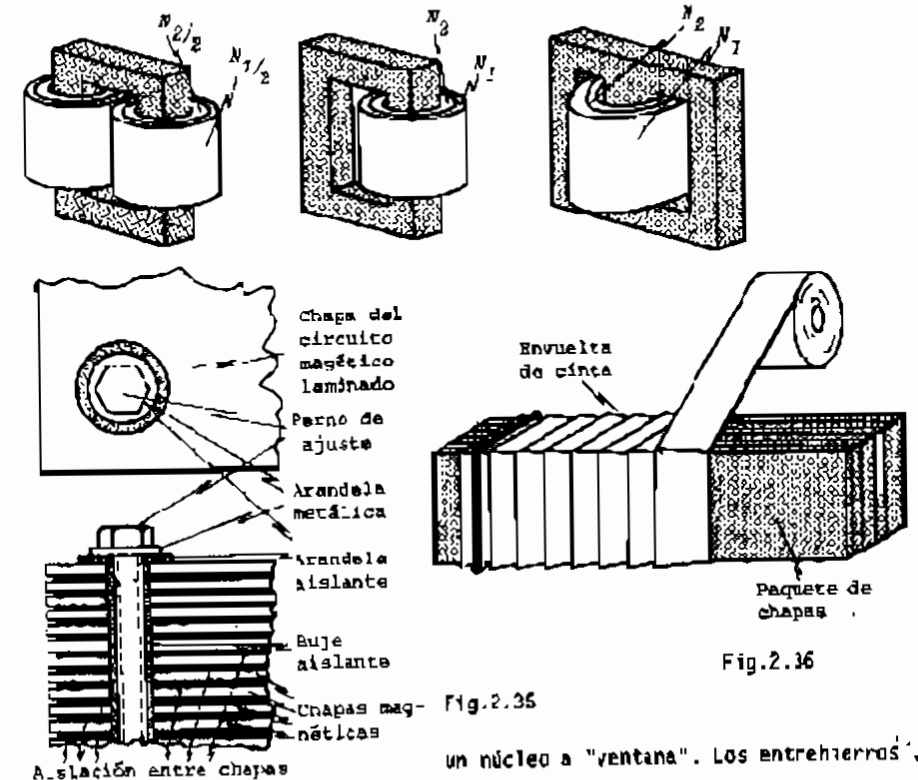
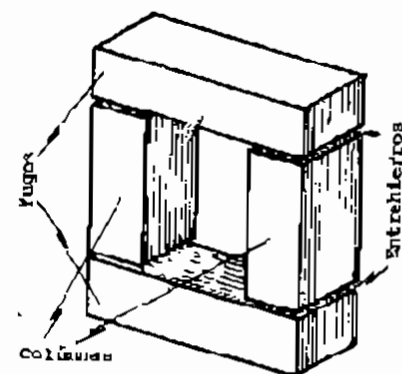


Fig. 2.36

Fig. 2.35

un núcleo a "ventana". Los entrehierros, son cuatro y se pueden hacer planos, o como se ve en la misma figura, en forma de "dientes" alternados. Estas formas de armar los núcleos, dependerá también de la disposición que se use para las chapas. Por ejemplo, en figura 2.38 mostramos como se "apilan" las chapas de hierro al silicio, en forma alternada, para transformadores pequeños. En fig. 2.39 se ilustra otra forma de armar el núcleo, con entrehierros oblicuos. En los



Formación del núcleo mediante sucesivas capas de chapas alternadas

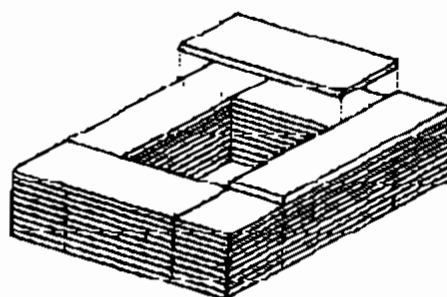
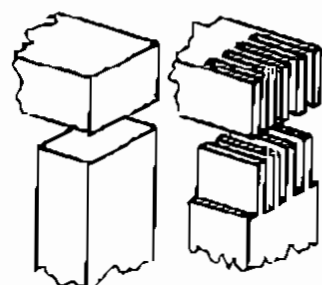


Fig. 2.38



Doa soluciones para los entrehierros

Fig. 2.37

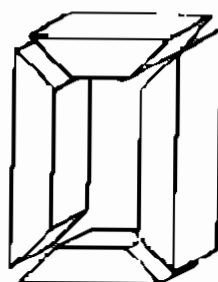
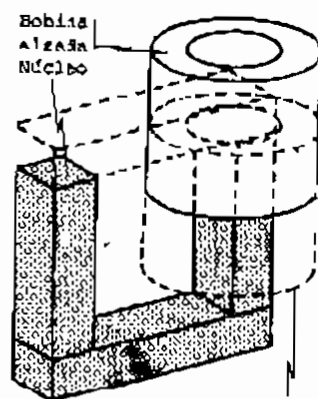


Fig. 2.39

entrehierros, por lo regular, se coloca un cartón especial para eliminar el ruido que se produce a causa de la natu-

ral fuerza portante que se produce en ellos. En los dos casos mostrados en figura 2.37, y en el de los casos de figura 2.38 y 2.39, los entrehierros tienen valores diferentes, cuando se calcula el circuito magnético. En el tema 1.7.3 del libro I "Circuitos", hemos tratado el asunto. El tipo de chapas alternadas da por resultado un "entrehierro equivalente" menor, pero tiene un inconveniente. Como las bobinas se ejecutan separadamente, es difícil colocarlas en su sitio. Por ello, en figura 2.40 mostramos como se colocan las bobinas en un núcleo de tipo a ventana. Ubicado el yugo inferior, y las dos columnas laterales, se colocan las bobinas, y finalmente, el yugo superior. Esta forma constructiva permite, en forma sencilla, el rápido recambio de bobinas, que muy frecuentemente, se tienen de repuesto. Refiriéndonos a las columnas en particular, diremos que en las unidades pequeñas se hacen de sección cuadrada, como vemos en figura 2.41 a la izquierda. Pero a medida que aumenta la potencia de la máquina, es conveniente



Posición final de la bobina

Fig. 2.40

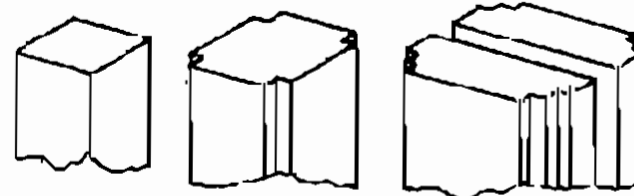


Fig. 2.41



Núcleo de sección cuadrada

Núcleo en cruz Un solo escalón

Núcleo en cruz de dos escalones, con un canal de refrigeración

hacer los núcleos en "cruz", como mostramos en figura 2.41 a derecha y centro. Esta forma, permite una mejor adaptación del núcleo a la forma de las bobinas, que es cilíndrica. En el caso de la derecha, se aprecia además que hay una canalleta de

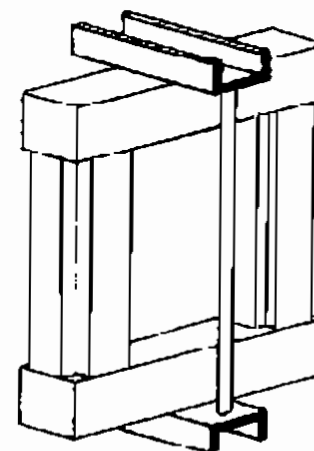


Fig. 2.42

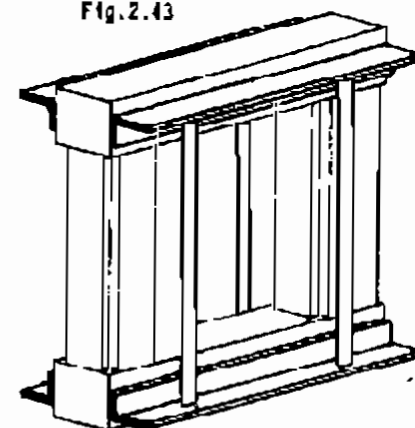


Fig. 2.43

refrigeración, para una mejor evacuación de las pérdidas en el hierro. Todas estas formas constructivas son posibles, si se piensa que estas columnas se hacen con chapas que se van apilando, en dimensiones adecuadas, y entre cada bloque de chapas para dejar el canal de refrigeración, se logra la separación por medio de listones de madera tratada. Un núcleo completo, sin bobinas, tiene el aspecto de la figura 2.42, y como las columnas y los yugos son piezas separadas, se las une como allí se muestra, o con sistemas todavía más robustos, como el de figura 2.43, con perfiles de acero, y varillas roscadas. Pasemos ahora a decir algo sobre las bobinas. En la figura 2.44 vemos formas muy corrientes de aislar los conductores con que se hacen los bobinados.

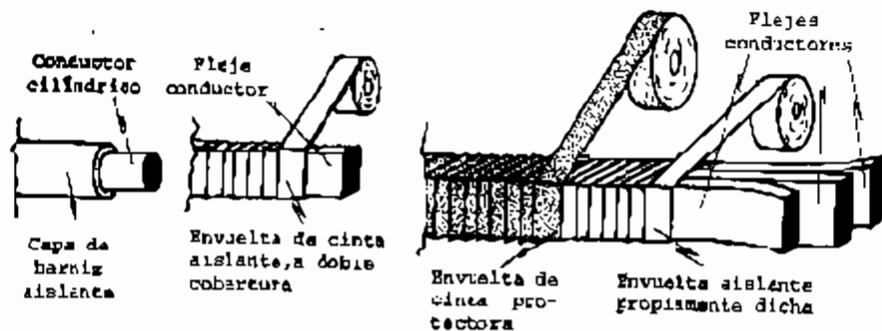


Fig. 2.44

Para secciones de hasta 4 mm^2 el conductor suele ser de sección circular, con aislación de barniz. Para mayores secciones, se emplea la sección rectangular, es decir, fleje de cobre, como la figura central de la 2.44. La cinta suele ser de algodón. En las secciones de cobre muy grandes, se prefiere subdividir la sección en varios flejes, como vemos en la parte derecha de la figura 2.44, y a su vez, la aislación se hace en dos etapas. Una capa es la cinta aislante propiamente dicha, de alta calidad y encima, se coloca otra capa o envuelta, de características menores en cuanto a rigidez dieléctrica, pero mecánicamente muy resistente. Nótese que en todos los casos de encintado de figura 2.44, la cobertura se hace superponiendo en cada vuelta, media vuelta anterior, con lo que al finalizar el encintado, el conductor tiene dos capas de aislante. Además, se

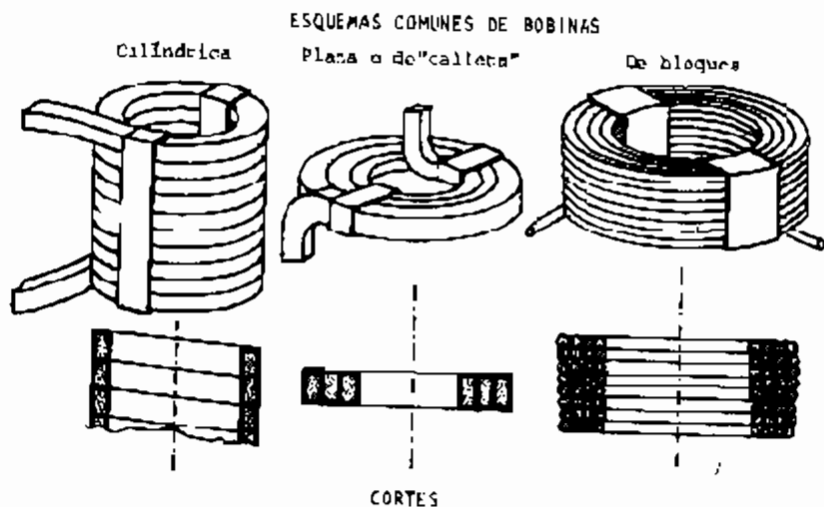


Fig. 2.45

ALGUNAS DISPOSICIONES DE BOBINAS RESPECTO AL NUCLEO

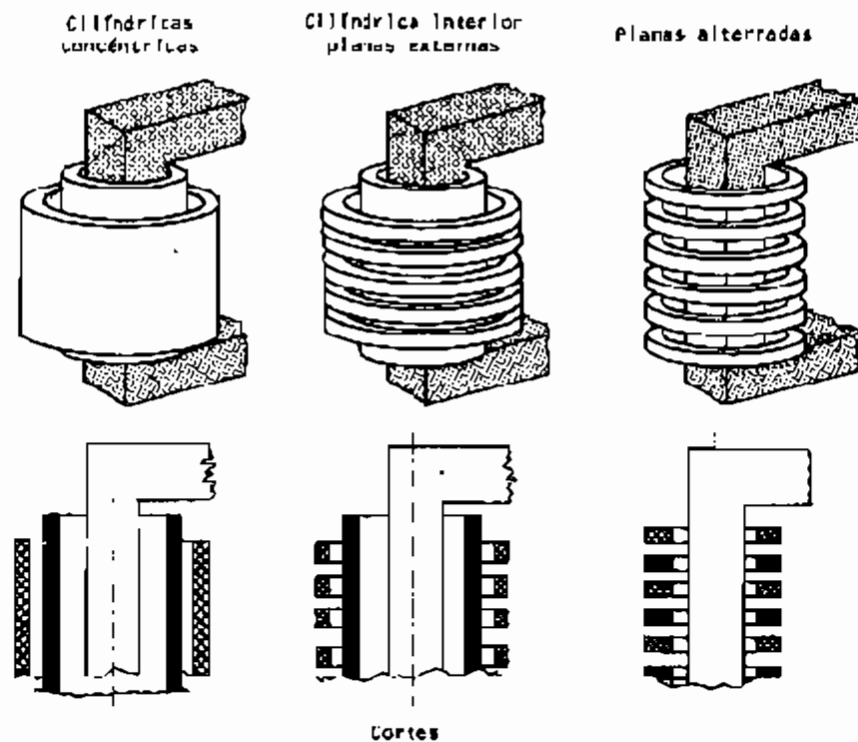


Fig. 2.46

procede en todos los casos, el "impregnado" de los bobinados, operación de muy delicada tecnología. A las bobinas se las somete a un proceso de secado en hornos especiales y además, se les elimina la humedad por un tratamiento de vacío en autoclaves. Luego, se procede a impregnarlas con adecuados aislantes, de tipo líquido, con otro tratamiento a presión y temperatura, para lograr que el impregnante penetre con seguridad en todos los lugares del bobinado. Este procedimiento requiere ambientes muy especiales, sin polvo y con un manejo de todos los componentes con singular delicadeza. Los modernos transformadores, podemos decir que dependen de la calidad del tratamiento de bobinas, en lo que se refiere a su capacidad para soportar sobretensiones de manobra o de otro tipo.

En lo que se refiere a las formas constructivas de las bobinas, en figura 2.46 mostramos los tipos principales. Por lo regular, la bobina interior es la de baja tensión y la exterior, la de alta tensión. Tanto las bobinas cilíndricas como las planas (o de "galleta"), se hacen separadamente. Las primeras se prefieren para baja tensión, mientras que las de "galleta", para altas tensiones.

Curso Semestral sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

En la figura 2.45 mostramos los tres tipos más corrientes de forma constructiva de bobinas de transformador. El conductor, sea de sección circular como del tipo rectangular o flecha, es de cobre electrolítico recocido. En algunos casos, se emplea el aluminio. Las bobinas se ejecutan siempre separadamente y luego se incorporan al núcleo, para quedar con las disposiciones que vemos en la figura 2.46. En la figura de la izquierda, tanto primario como secundario son de bobinas "cilíndricas", como las de izquierda de figura 2.45, que es el caso corriente cuando primario y secundario son de baja tensión. En cambio, cuando el primario es de baja tensión y el secundario de alta, se prefiere la disposición de la figura 2.46 al centro, donde el arrollamiento de baja es cilíndrico y el

ANCLADO DE LAS BOBINAS

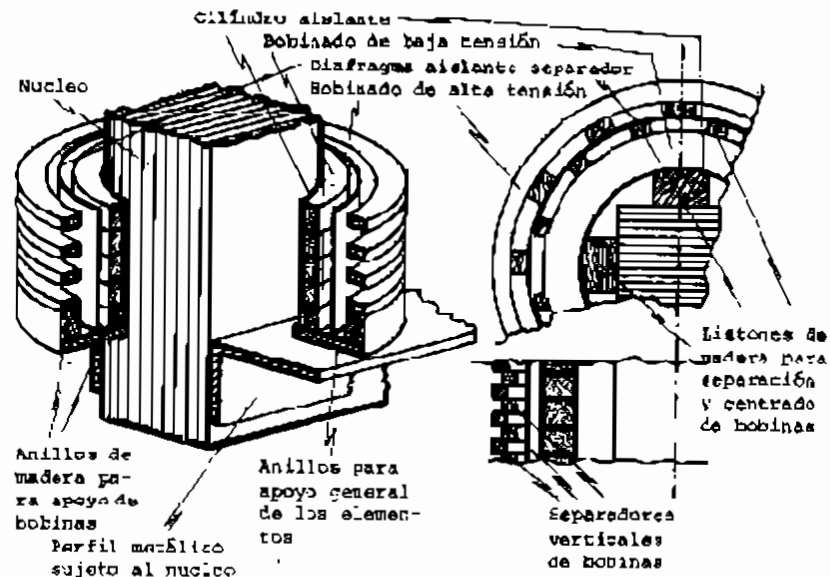


Fig. 2.47

de alta del tipo a "galleta". En la parte derecha de figura 2.46 esquematizamos cuando los dos bobinados son de alta tensión, en que las bobinas son "galleta" y en forma alteriada. Veamos ahora en la figura 2.47, la forma en que las bobinas se fijan al conjunto. Adecuadas piezas de madera tratada, o de materiales sintéticos, se apoyan sobre perfiles que van sujetos al núcleo, como los de figuras 2.42 y 2.43 y sobre ellos se apoyan a su vez los bobinados. La primera bobina se asienta directamente, mientras que las que le suceden, se van apoyando en las anteriores con ayuda de "separadores" de madera o plásticos y el correcto "centrado" se logra también con piezas verticales o listones, que pueden ser materiales aislantes semejantes a los de apoyo. Al completar la última bobina, sea de primario como de secundario, se vuelve a repetir el esque-

LIBRO II: MAQUINAS

quema inferior, pero al revés. De este modo, los bobinados quedan anclados sea en el sentido vertical, como en el sentido radial, conservando las distancias, lo que en la moderna tecnología es bastante crítico. La evolución del diseño industrial, va llevando a los proyectistas a emplear cada vez distancias más críticas y pequeñas, para lograr reducción de tamaño y de peso. Por ello, las distancias eléctricas entre bobinas entre sí y entre bobinas y núcleo, es un problema que tiene tolerancias cada vez más estrictas. Súmese a esto, como veremos, los esfuerzos internos que se producen en los transformadores, a consecuencia de solicitaciones transitorias como son los cortocircuitos, y las ondas de choque por sobreesaltaciones de tensiones de manobra, u otros fenómenos, permiten afirmar que un gran transformador moderno, es de condiciones sumamente críticas en cuanto a distancias eléctricas se refiere y en consecuencia, los separadores y apoyos estructurales que terminamos de explicar, se convierten en elementos sobre los que hay que prestar gran atención.

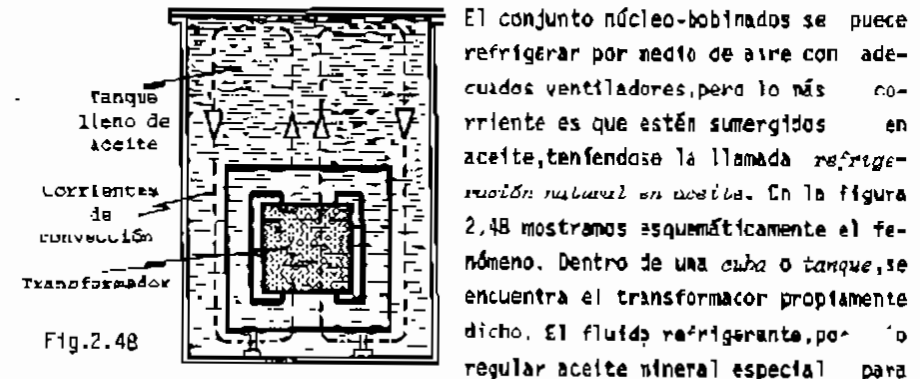


Fig. 2.48

El conjunto núcleo-bobinados se puede refrigerar por medio de aire con adecuados ventiladores, pero lo más corriente es que estén sumergidos en aceite, teniendo la llamada refrigeración natural en aceite. En la figura 2.48 mostramos esquemáticamente el fenómeno. Dentro de una cuba o tanque, se encuentra el transformador propiamente dicho. El fluido refrigerante, por lo regular aceite mineral especial para esta función, a producirse el calor de las pérdidas de la (2.64) se calienta y produce corrientes de convección, como ilustra la figura 2.48. Con el desarrollo de la tecnología moderna, el aceite se ha ido sustituyendo por fluidos de siliconas, que presentan excelentes características, sea como refrigerante,

ALGUNOS TIPOS DE CUBA PARA REFRIGERACION NATURAL EN ACEITE



Fig. 2.49

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

sea como impregnador del bobinado. Antes que los fluidos de siliconas, se emplearon vastamente sustancias a base de difenil-policlorado, llamados en el mercado, askareles. Para tener una idea comparativa, el aceite mineral comienza a volatilizarse y oxidarse rápidamente cuando su temperatura alcanza los 105°C mientras que los fluidos de siliconas, tienen su inicio de oxidación por encima de los 175°C . La oxidación está precedida por una polimerización lenta, que produce un aumento gradual de viscosidad hasta alcanzar una consistencia gelatinosa. El proceso se desarrolla en las siliconas, sin la formación de ácidos ni sedimentos. Por su parte, la constante dieléctrica, muy importante en este tipo de máquina, es de 2,26 en aceites minerales, y de 2,72 en siliconas, lo que es una ventaja. A esto puede sumarse que el fluido de siliconas es casi inerte, no reactivo y un mal solvente para la mayoría de los materiales que se emplean en la construcción de transformadores.

Al tratar el fluido refrigerante de un transformador, debemos decir unas pocas palabras sobre el peligro de incendio. La cantidad de aceite acumulada en un transformador importante, es grande. Si bien ningún transformador es inmune a los peligros de incendio, o de explosión, en la actualidad, este riesgo ha disminuido. Un arco interno, producto de una falla, puede iniciar la combustión, y la consecuente explosión o derrame del líquido inflamado, que por su cantidad, es grave peligro. Sin embargo, los fluidos de siliconas, al bajar la temperatura se apagan, no así el aceite mineral, que es más propenso a continuar. Las siliconas tienen tendencia a la extinción del arco eléctrico.

Los tanques de transformador tienen formas diversas, como mostramos en la figura 2.49. Las diversas variantes, como es fácil deducir, procuran que la superficie exterior de la cuba en contacto con el medio ambiente, sea mayor, con lo que la transferencia de calor aumenta. Las cubas con aletas son muy empleadas. En los tipos de cubas onduladas, hay muy variados modelos, lo mismo que las cubas con tubos radiadores.

En la figura 2.50 vemos un tipo con refrigeración natural en aceite, pero con un radiador separado, de gran superficie de enfriamiento. En la figura 2.51 tenemos un modelo semejante,

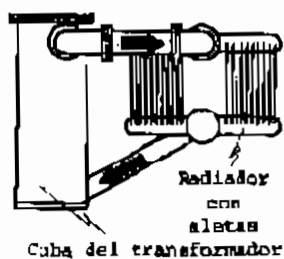


Fig.2.50

pero los radiadores separados, son a su vez activados mediante electroventiladores, que en muchos casos, entran a funcionar al alcanzar una temperatura determinada, o al producirse una sobrecarga.

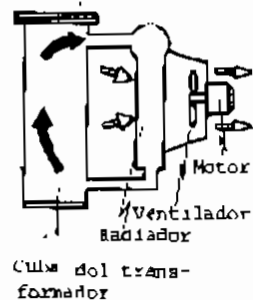


Fig.2.51

LIBRO III MAQUINAS

En la figura 2.52 presentamos el caso de un transformador con un sistema intermediario, en el que el aceite refrigerante sale de la máquina, y en un intercambiador de calor, es enfriado por medio de un segundo líquido que puede ser agua.

Veamos ahora un problema muy interesante. Si el transformador está usualmente lleno de aceite, es lógico pensar que cuando cambia su régimen de funcionamiento, cambia el valor de las pérdidas, cambia la cantidad de calor ori-

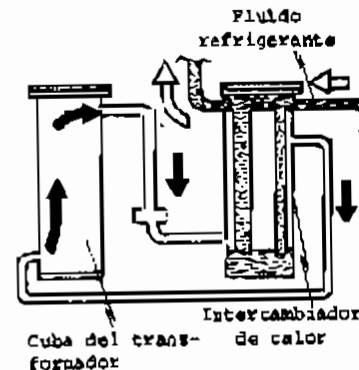


Fig.2.52

ginado, cambia la temperatura y se produce una variación en el volumen del aceite que llena la cuba. Si dicho tanque está totalmente lleno, se produce una presión que es inadmisibles y que originaría una pérdida en las juntas. Si está parcialmente lleno, la cantidad de aire que ha de quedar en la parte superior de la cuba (volver a ver figura 2.48) sufrirá compresiones y descompresiones, condensándose la inevitable humedad que contiene el aire. La humedad pasará al aceite o al fluido de siliconas, causando un perjuicio. Para evitar estos desfavorables efectos de la compresión y descompresión del aire contenido en la parte superior de la cuba, se han ideado diversos dispositivos. Uno de los más comunes, el llamado conservador o tanque de expansión.

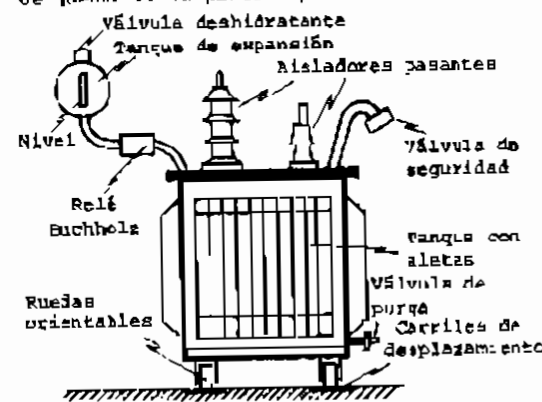


Fig.2.53

En la figura 2.53 tenemos el esquema de un transformador, en su aspecto exterior, mostrando sus componentes más significativos. El tanque de expansión consiste en un recipiente, con una capacidad aproximadamente igual al 8% del total de la cuba, conectado a ella y un poco más elevado. Está también provisto de una válvula deshidratante, que dificulte el ingreso de humedad y un nivel para conocer la altura a que llega el líquido. El tanque principal queda completamente lleno, de manera que al calentarse y producirse la expansión del aceite, esa expansión se manifiesta como un aumento de nivel en el conservador, comprimiendo sólo el pequeño volumen de aire en él contenido, que además, está bastante seco por efecto de la válvula deshidratante. La sustancia deshumidificante puede ser cloruro de calcio. Citemos que existen otros ti-

dos de "conservadores" patentados, menos frecuentes. En la figura 2.54 vemos también la válvula de seguridad, que es un dispositivo mediante el cual, en caso de incendio del refrigerante, se produce el derrame pero se evita la explosión. Una membrana (placa de estallido) se rompe por efectos de una presión irregular y al desplazarse, cierra dos contactos auxiliares para accionar motores de alarma y de protección. Volviendo a la figura 2.54 vemos en la parte superior los aisladores pasantes, de los que nos ocuparemos más adelante, por medio de los cuales se logra la vinculación entre los circuitos internos y el exterior. También vemos que hay una válvula de purga, que sirve para sacar muestras del líquido refrigerante, a efectos

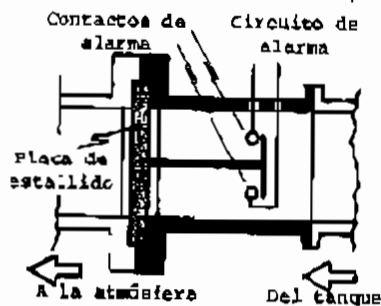


Fig. 2.54

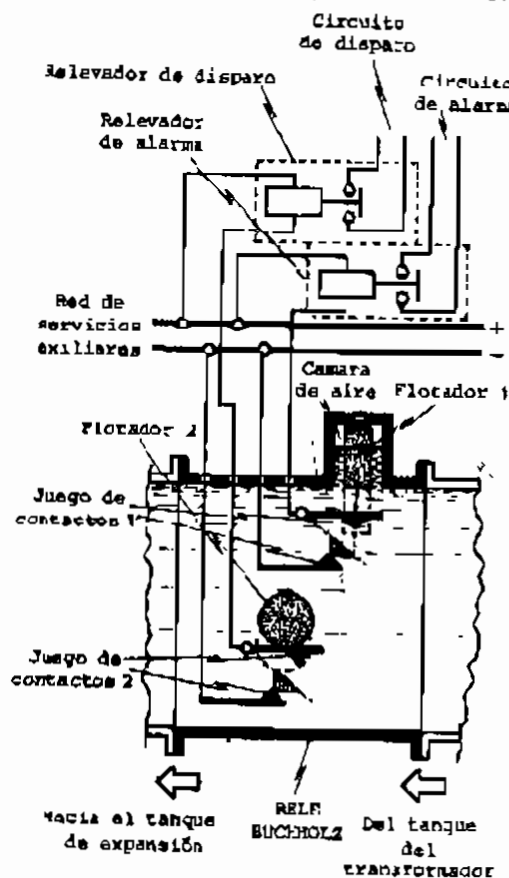


Fig. 2.55

de un eficaz mantenimiento y control del mismo. Se puede ver que la cuba se apoya sobre ruedas orientables, que se asientan sobre carrilas de desplazamiento. También en esa figura marcamos el relé Buchholz o relé de gases, que merece una explicación. Para ello acudimos a la figura 2.55, que lo muestra en corte y a sus correspondientes circuitos internos. Como lo indica la 2.53, el relé Buchholz está en el camino entre el tanque principal y el tanque de reserva. Si en el interior del transformador se produce algún accidente eléctrico que da lugar a la formación de un arco o un calentamiento anormal, el aceite tiende a evaporarse o producir gases. En ese caso, las burbujas del gas subirán y tratando de alcanzar la mayor altura, pasarán indefectiblemente por el relé Buchholz. Si el defecto es débil, los gases serán pocos y se irán acumulando en la cámara de aire. El flotador bajará y finalmen-

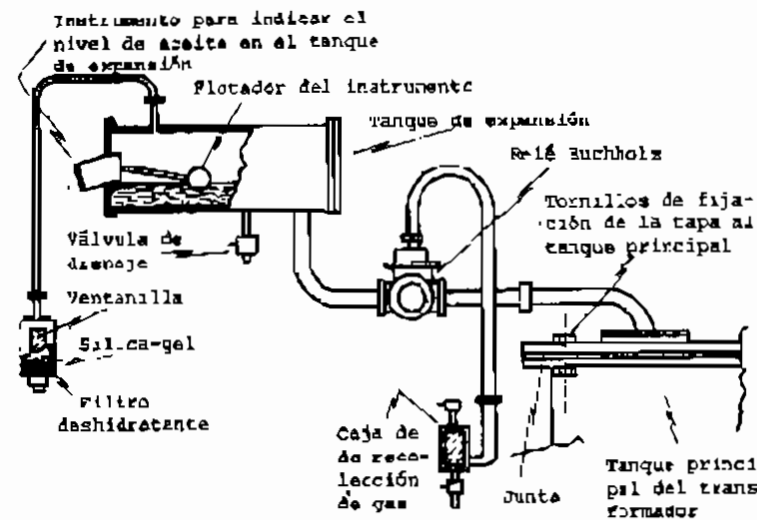


Fig. 2.56

te los contactos N°1 se cerrarán. Ello hará que por medio de la red auxiliar, actúe el relevador de alarma, que pondrá sobre aviso de lo que está pasando. Si en vez el defecto es inusualmente intenso, la cantidad de gases será abundante y pasarán por el Buchholz en forma de burbujeo intenso, accionando el flotador N°2 que cerrará los contactos N°2 accionando el relevador de disparo, que saca de servicio la máquina inmediatamente. Para completar la idea, en figura 2.56 vemos el conjunto del relé Buchholz y el tanque de expansión. Del relé Buchholz sale un tubo para recolección de gases, a efectos de ser examinados periódicamente. Del tanque de expansión sale un tubo hacia el filtro deshidratante, dotado de sílica-gel, que tiene una ventanilla a fin de percibir, por el color del material, el grado de utilización que resta para ese elemento que aún resta. El tanque de expansión también tiene una válvula de drenaje, y un instrumento a flotador, para conocer el nivel. En esta última figura se puede observar asimismo una parte del tanque principal, de donde sale el tubo para el relé Buchholz y el tanque de expansión, y se percibe que la cuba se cierra por medio de una tapa apoyada en una junta a fin de retener el aceite. La tapa se ajusta a la pestaña del tanque, con tornillos y tuercas. En la figura 2.57 de la página siguiente, estudiamos los aisladores pasantes y a la derecha abajo tenemos un aislador para baja tensión, que no requiere mayor explicación. Arriba del mismo, un aislador pasante para medias tensiones en que aparece un descargador. Ambos son pasantes simples, que permiten la interconexión entre las instalaciones exteriores y los bobinados interiores. El cuerpo de estos aisladores es de porcelana y deben resistir tanto las tensiones de descarga y de perforación, sea de las tensiones a frecuencia in-

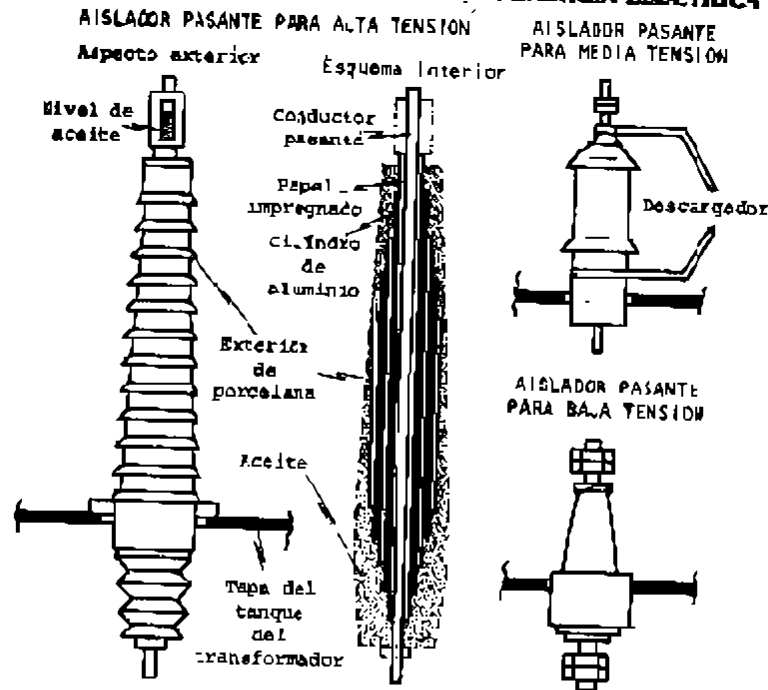


Fig. 2.57

industrial, como las tensiones de impulso. Deben cumplir además adecuadas condiciones de retención del aceite, para evitar su derrame, con juntas apropiadas. En la parte izquierda de la figura 2.57 vemos, en vista y en corte, el llamado *aislador pasante a condensador*, que se suele emplear en tensiones superiores a 70 kV. Están compuestos de un determinado número de capacitores concéntricos, en serie eléctricamente hablando, formando un cilindro de ancho decreciente, a medida que vamos hacia los extremos. Las armaduras de estos capacitores son láminas de aluminio, separadas por papel. Además, en tensiones altas el conjunto interior está bañado en aceite, y en la parte superior, hay un adecuado sistema para verificar el nivel del mismo. El cuerpo exterior es de porcelana. Para concluir esta descripción de los principales aspectos constructivos, vamos a la figura 2.58 de la página siguiente. A la izquierda tenemos, apoyada en el piso, la cuna con su relé Buchholz y su tanque de expansión. Por medio de un puente grúa, se ha izado el transformador propiamente dicho. El núcleo y los arrollamientos, en un solo bloque, están fijados de algún modo a la tapa, de manera que al izarlo, se levanta el conjunto con sus aisladores y sus conexiones. Una vez hecha esta operación, se corre hacia un costado y se puede apoyar para las revisiones y reparaciones. Este dibujo permite estudiar el diseño de la sala de transformadores, su altura y lo que se llama "espacio de descubaje".

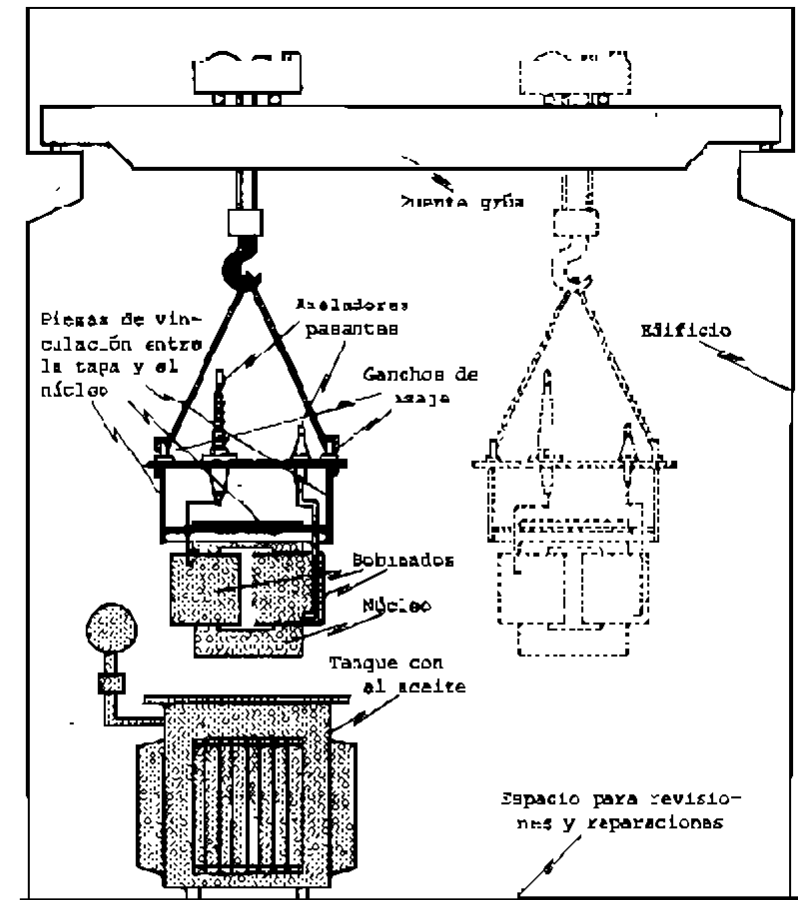


Fig. 2.58

♦ 2.2.3. - **TRANSFORMADOR IDEAL.** RELACIONES FUNDAMENTALES. - En la figura de la página siguiente, la 2.59, vemos representado un transformador monofásico. Como se puede apreciar, consta de dos arrollamientos: uno el *primario* que es el que recibe la energía a la tensión eficaz V_1 , y el otro, el *secundario*, que entrega la energía a la tensión modificada V_2 , ambos enlazados por un núcleo magnético común, en el cual existe el flujo Φ que es el encargado de establecer la vinculación electromagnética. Cualquiera de ambos bobinados puede cumplir la función de primario o secundario y es por esto que en el estudio que sigue, se los considera indistintamente y las teorías desarrolladas son siempre válidas cualquiera sea el que actúe como primario. Comenzamos el estudio con un *transformador ideal*, llamando así a la máquina

que cumple las siguientes condiciones:

- * Arrollamientos de resistencia nula
- * Núcleo magnético sin pérdidas
- * Dispersión nula
- * Reactancia nula

* Sin fenómenos capacitivos

Al aplicar la tensión U_1 al primario, circulará una corriente infinita, ya que la resistencia es nula. Pero la aparición de la corriente origina el flujo magnético ψ (el arrollamiento se comporta como un solenoide) y el mismo da lugar a que se induzca en la bobina primaria una fuerza electromotriz e_1 . Esta f.e.m. es la reacción del circuito a la tensión U_1 , que es la acción. Tratándose de una máquina ideal, la acción es igual y opuesta a la reacción, vale decir, para los valores instantáneos:

$$u_1 = -e_1 \quad (2.122)$$

En adelante usaremos las letras minúsculas para los valores instantáneos, y las mayúsculas para los eficaces y máximos, como en el libro I de esta colección. La (2.122) indica que en todo instante, la f.e.m. inducida e_1 se opone a la tensión aplicada u_1 , de lo que resulta nula la corriente i_1 que pudo ser necesaria para iniciar el fenómeno. Al pasar al transformador real, un poco más adelante, mejoraremos esta explicación. El flujo alterno ψ debe seguir actuando, en base a la cuarta suposición del transformador ideal, o que puede aparecer extraño, pero no olvidemos lo de transformador ideal. Ese flujo ψ creado, es también abrazado por el secundario, por lo que induce en él una f.e.m. e_2 . A circuito abierto, el secundario se comporta como un generador a vacío, y vale la (1.32) del libro I "Circuitos" de esta obra, es decir:

$$u_2 = e_2 \quad (2.123)$$

Por la ley de Faraday-Lenz sacamos fácilmente:

$$e_1 = -N_1 \frac{d\psi}{dt} \quad (2.124a)$$

$$e_2 = -N_2 \frac{d\psi}{dt} \quad (2.124b)$$

o también:

$$u_1 = -e_1 = +N_1 \frac{d\psi}{dt} \quad (2.125a)$$

$$u_2 = e_2 = -N_2 \frac{d\psi}{dt} \quad (2.125b)$$

En estas expresiones N_1 y N_2 son los números de espiras de los arrollamientos

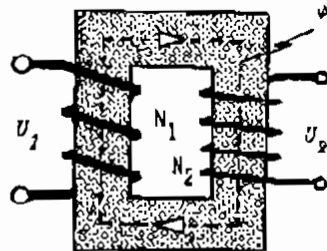


Fig. 2.59

los, y ψ el flujo instantáneo común. Dividiendo:

$$\frac{u_1}{u_2} = -\frac{N_1}{N_2} \quad (2.126a)$$

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.126b)$$

Para los valores eficaces, y absolutos (despreciando el signo):

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.127a)$$

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.127b)$$

Reuniendo en una sola, los valores absolutos, se llega a una relación general:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k \quad (2.128)$$

en la que denominaremos, en adelante:

$$k = \text{relación de espiras} \quad (2.129)$$

A este estado de funcionamiento se lo llama "en vacío", concepto que es posible extender a cualquier máquina que se encuentra en marcha, pero todavía no suministra energía al sistema consumidor a que está ligada. En la figura 2.60 vamos al mismo transformador ideal, pero esta vez conectado a una carga caracterizada por su impedancia Z_c . Como existe una tensión U_2 circulará una corriente de valor:

$$i_2 = \frac{u_2}{Z_c} \quad (2.130)$$

que modifica el estado electromagnético.

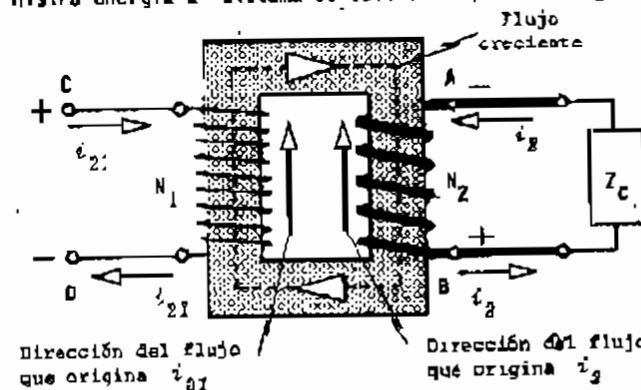


Fig. 2.60

Al circular corriente por el bobinado secundario de N_2 espiras, éste actúa como solenoide creando un flujo que se opone al principal ψ ya existente. Si se desea mantener el equilibrio, el flujo principal debe conservar su valor para que la f.e.m. inducida cumpla en todo momento la (2.122), razón por la cual el bobinado primario se ve forzado a permitir el paso de una corriente análoga

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

nal i_{21} que origina un flujo igual y opuesto al que origina i_2 . A la corriente i_{21} se la llama *corriente del secundario referida al primario* por razones que más adelante explicaremos. En la figura 2.60 se ha supuesto el fenómeno "detenido" en el momento en que C es + y creciente. La corriente de carga i_2 crea entonces un flujo adicional que se opone al principal, que es la causa generadora, y la corriente i_{21} trata de que se conserve el valor primitivo del flujo, porque de lo contrario, ocurriría $u_1 < e_1$ con un limitado crecimiento de la corriente. Este proceso es automático y se realiza de por sí, para mantener el equilibrio, sacando como conclusión:

1° Que el flujo del núcleo es de valor eficaz constante

2° Que la f.e.m. $e_2 N_2$ se opone a otra igual $i_{21} N_1$

De la segunda conclusión podemos establecer:

$$i_{21} N_1 = - i_2 N_2 \quad (2.131)$$

$$i_{21} = - \frac{i_2}{k} \quad (2.132)$$

Ecuación muy importante, porque nos indica que la fuerza magnetomotriz del primario, igual y opuesta a la del secundario, de tal forma que la suma de las fuerzas magnetomotrices en el circuito es nula:

$$i_{21} N_1 + i_2 N_2 = 0 \quad (2.133)$$

conclusión que concuerda con la cuarta suposición del transformador ideal. Combinando la (2.131) con la (2.126) se tiene:

$$\frac{e_1}{e_2} = - \frac{i_2}{i_{21}} = \frac{N_1}{N_2} = k \quad (2.134)$$

O sea:

$$e_1 i_{21} = - e_2 i_2 \quad (2.135)$$

La (2.135) indica que la potencia instantánea del primario y secundario son numéricamente iguales. El signo negativo señala que una es potencia entregada y la otra absorbida, siendo iguales porque la máquina, supuesta es ideal. El tratamiento vectorial de estos asuntos nos conduce a los razonamientos que siguen. La fórmula (2.23) nos vincula al flujo máximo ϕ_{max} con la f.e.m. inducida eficaz E . Debido a una razón que se demuestra más adelante, la f.e.m. inducida eficaz E atrasa 90° en el tiempo, con relación a ϕ_{max} . Por lo tanto, aprovechando la propiedad del operador matemático imaginario "j" podemos escribir:

$$(2.23) \quad E = 4.44 \cdot f \cdot \phi_{max}$$

LIBRO II: MAQUINAS

$$E_1 = - j 4.44 f N_1 \bar{\phi}_{max} \quad (2.135a)$$

$$E_2 = - j 4.44 f N_2 \bar{\phi}_{max} \quad (2.135b)$$

Por lo tanto:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k \quad (2.137)$$

La (2.122) puede escribirse así:

$$V_1 = - E_1 \quad (2.138)$$

Por lo tanto:

$$\frac{V_1}{V_2} = - \frac{N_1}{N_2} = k \quad (2.139)$$

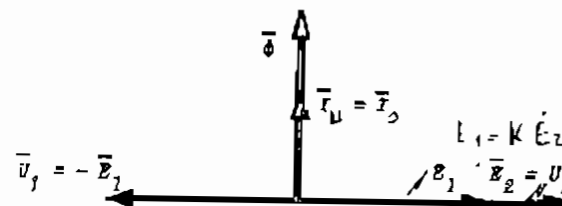


Fig. 2.61

Si ahora damos un paso adelante, anulando la suposición de que la reluctancia es nula, en base a la (1.450) del libro I "Circuitos" de esta obra, sabemos que el flujo instantáneo es función directa de la corriente instantánea, vale decir:

$$\phi = k i_u \quad (2.140)$$

siendo i_u la llamada *corriente magnetizante*. Como el flujo está en fase con la corriente que lo produce:

$$\bar{\phi} = k \bar{i}_u \quad (2.141)$$

tomando valores eficaces, y vectores armónicos (fasores). Estamos en condiciones de interpretar el diagrama fasorial de figura 2.61. Todas las magnitudes a las que nos venimos refiriendo son periódicas de igual frecuencia, y se las puede representar por fasores. Dibujamos primero el flujo principal $\bar{\phi}$ y en fase con él la corriente magnetizante $\bar{i}_u$ que lo provoca. A su vez, la corriente magnetizante, al ser la única que circula a vacío, es también la denominada *corriente a vacío* $\bar{i}_0$ caso que se expresa en la figura 2.61. Si el flujo instantáneo tiene por expresión:

$$\phi = \phi_{max} \sin \omega t = \phi_{max} \sin \pi f t \quad (2.142)$$

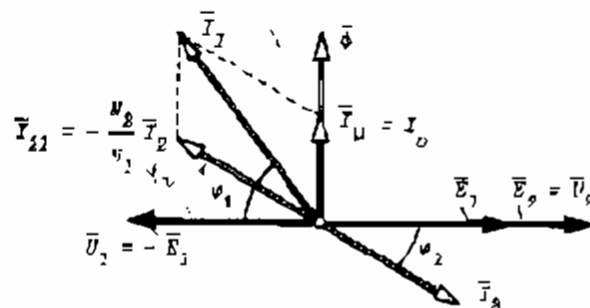


Fig. 2.62

Las fuerzas electromotrices e_1 y e_2 podemos expresarlas por medio de:

$$e_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt} = -2\pi f N_1 \phi_{\max} \cos \omega t \quad (2.143a)$$

$$e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt} = -2\pi f N_2 \phi_{\max} \cos \omega t \quad (2.143b)$$

Queda en evidencia que las fuerzas electromotrices marchan 90° atrasadas en el tiempo, tal como lo expresa el diagrama de figura 2.61. Se tom6 U_1 igual y opuesta a E_1 . Como por lo regular $k \neq 1$, E_1 y E_2 no son de igual módulo. Con ayuda de la figura 2.62 construyamos ahora el diagrama de fasores para el transformador ideal en carga, como en figura 2.60. En el diagrama de la figura 2.62 se ha supuesto que la carga tiene características inductivas. Por eso se ha tomado I_2 atrasada ϕ_2 respecto de U_2 . Con ayuda de la (2.132) escrita vectorialmente obtenemos I_{21} que compensa magnéticamente a los efectos de I_2 . Una vez obtenida I_{21} , se le suma I_μ y se obtiene la corriente total I_1 que va de circular por el primario. Se obtiene así el ángulo ϕ_1 que resulta ligeramente distinto a ϕ .

2.2.4.- TRANSFORMADOR REAL EN VACÍO. En el diagrama de figura 2.61 es dado observar que la potencia activa tomada en esa forma de funcionamiento es nula porque el ángulo entre I_1 y U_1 es de 90° . Si en vez conectamos ahora a la red un transformador real en vacío, la potencia absorbida debe tener un valor finito distinto de cero, porque el ángulo citado debe estar comprendido entre 90° y 0° . En la figura 2.63 tenemos el diagrama. Lo dicho se debe a que en el hierro debe haber pérdidas, dadas por la (2.53). La forma en que la tecnología pudo expresar este fenómeno, fue por medio

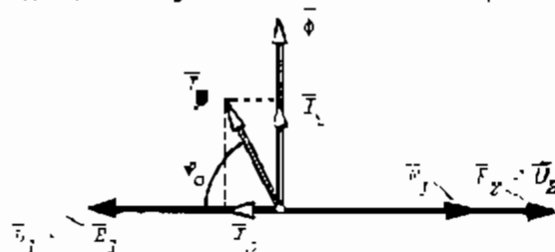


Fig. 2.63

de una corriente imaginaria I_p que se dio en llamar componente de pérdidas. Por lo tanto, cuando el transformador es real, es decir, tiene pérdidas en el hierro, la corriente a vacío está compuesta por la corriente magnetizante sumada a la corriente de pérdidas, o componente de pérdidas. Por lo tanto:

$$I_0 = I_p + I_\mu \quad (2.144)$$

El producto;

$$U_1 I_0 = P_{Fe} \quad (2.145)$$

es la potencia de pérdidas en el hierro, medida en (Watt), y

$$U_1 I_\mu = P_{mg} \quad (2.146)$$

es la potencia magnetizante, medida en (Volt-Amperes-Reactivo).

La potencia absorbida a vacío, es numéricamente igual a las pérdidas en el hierro, más las de efecto Joule en el bobinado primario, vale decir:

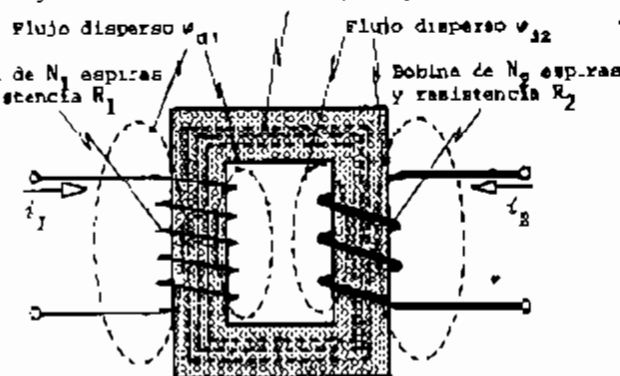
$$P_0 = P_{Fe} + I_0^2 R_1 \quad (2.147)$$

donde R_1 es la resistencia efectiva del bobinado primario. Pero al decir esto, estamos admitiendo el hecho real e inevitable de que la resistencia de los bobinados ha de originar también una caída de tensión en los mismos. Por ello, debemos introducir en todos los razonamientos las caídas de tensión, que vamos a introducir en la fórmula siguiente:

$$I_1 R_1 = \Delta U_1$$

$$(2.148a)$$

En otra de las suposiciones del transformador ideal, admitimos dispersión nula.



Circuito sustitutivo, o circuito equivalente



Fig. 2.64

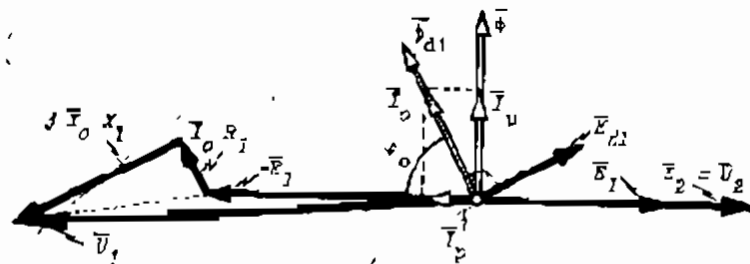


Fig. 2.65

Es decir, el flujo existía sólo en el núcleo. Sin embargo, por lo estudiado en capítulo 1.7.3.- del libro I "Circuitos", figura 1.127, sabemos que existe la dispersión. En figura 2.64 hemos dibujado el *flujo disperso*, sea del primario Φ_{d1} como del secundario Φ_{d2} . Estas líneas que se cierran por el aire en vez de hacerlo por el núcleo, afectan sólo al bobinado que las produce y generan fuerzas electromotrices en los mismos, que vamos a llamar $\bar{E}_{d1}$ y $\bar{E}_{d2}$. Para tenerlas en cuenta en los diagramas de fasores, las contamos como una tensión de valor igual y opuesto y las llamamos *caídas inductivas o caídas por dispersión*, que expresamos así:

$$j \bar{I}_1 X_1 = - \bar{E}_{d1} \quad (2.140b)$$

Con la figura 2.65, podemos explicar el diagrama de fasores de un transformador real, a vacío. El flujo disperso del primario está en fase con la corriente a vacío $\bar{I}_0$ y lo manifestamos por medio del vector armónico Φ_{d1} . La f.e.m. inducida por él, de valor $\bar{E}_{d1}$ marcha 90° atrasada. Igual y opuesto está el vector $j \bar{I}_0 X_1$, o sea, adelantado 90° de $\bar{I}_0$. Si ahora al vector de la f.e.m. $-\bar{E}_1$ le sumamos la *caída por resistencia* $\bar{I}_0 R_1$ siendo R_1 la resistencia efectiva del arrollamiento primario y después la *caída por dispersión* $j \bar{I}_0 X_1$, tenemos la tensión primaria necesaria para compensar todos los efectos, es decir:

$$\bar{U}_1 = - \bar{E}_1 + \bar{I}_0 R_1 + j \bar{I}_0 X_1 \quad (2.149)$$

Como los efectos de la resistencia de bobinado y de dispersión del mismo, se presentan tanto en primario como en secundario, debemos admitir que un transformador presenta efectos resistivos e inductivos en cada bobinado, por lo que es lícito representarlo por su circuito sustitutivo o equivalente, que hemos dibujado en la parte inferior de la figura 2.64. Al separar los efectos óhmicos y de dispersión de cada bobinado, sólo resta un par de circuitos acoplados magnéticamente, como los estudiados en el párrafo 1.1.5.4.- del libro I "Circuitos" de esta colección, que marcamos en la figura 2.64 con el coeficiente de inducción mutua $K_{12} = K_{21} = K$.

Para situarnos en el orden magnitud, debemos decir que las caídas de tensión, sea la óhmica como la inductiva, son de valor pequeño comparadas con las tensiones y fuerzas electromotrices. En figura 2.63, se dibujaron exageradas.

2.2.5.- TRANSFORMADOR REAL EN CARGA.- Al conectar un elemento de consumo al secundario, circulará por ese arrollamiento la corriente $\bar{I}_2$, que ocasionará caídas por resistencia y por dispersión, además del ya estudiado efecto de desmagnetización del núcleo, que debe ser compensada. Por eso, resulta sencillo dibujar los diagramas fasoriales. En la figura 2.66 toma

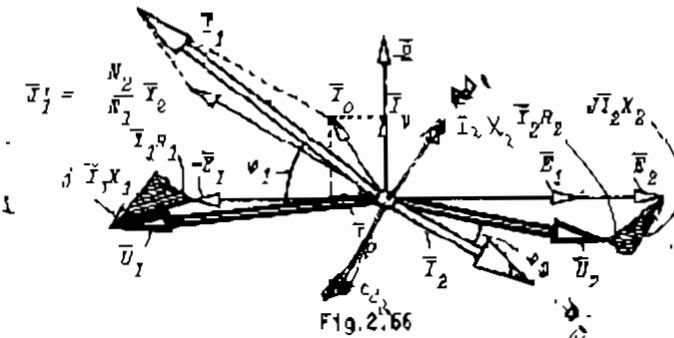


Fig. 2.66

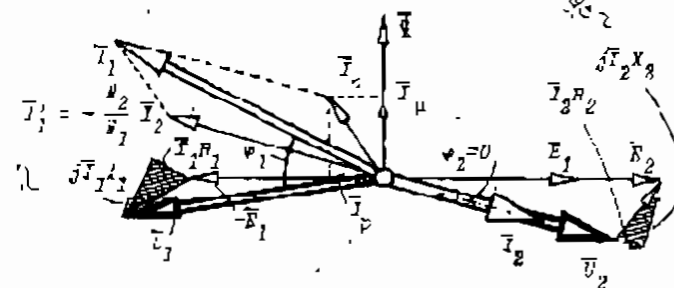


Fig. 2.67

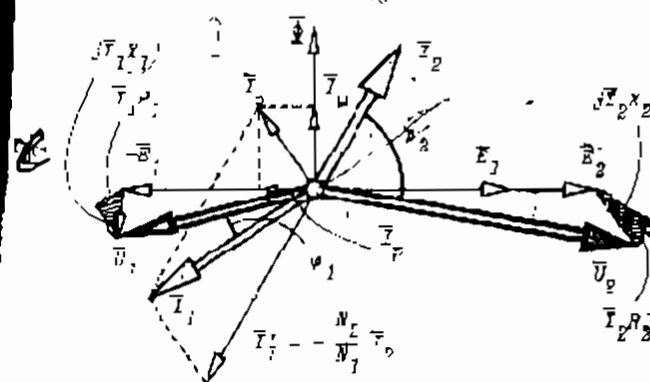


Fig. 2.68

mos una carga inductiva, en la 2.67 una carga óhmica, y en la 2.68 una carga capacitiva. Estos diagramas son fáciles de dibujar, si se recuerda como se han dibujado los que anteceden. Lo importante, en estos dibujos, es sacar conclusiones conceptuales. La posición relativa de los vectores $\bar{U}_1$ y $\bar{I}_1$ originan una particular forma de comportarse

las tensiones primarias. En el caso inductivo, a igualdad de las restantes condiciones y parámetros, la tensión es la más grande. Esto quiere decir que con carga capacitiva, se requiere una menor tensión primaria, para iguales sollicitaciones eléctricas en el secundario. Esto se estudiará en el tema regulación.

• 2.2.6.- FLUJOS Y REACTANCIAS.- Según la figura 2.6ª existen tres flujos:

- ✓ → flujo principal que concatena ambos bobinados
- ✓_{d1} → flujo de dispersión del primario
- ✓_{d2} → flujo de dispersión del secundario

Los flujos dispersos, son numéricamente muy inferiores al principal. Hagamos un estudio de los mismos, y sus efectos.

Quando circula una corriente variable por el primario i_1 se produce un flujo ϕ_{11} que da lugar a una f.e.m. e_{11}

$$e_{11} = - \frac{d}{dt} (N_1 \phi_{11}) = - \frac{d}{dt} (N_1 \phi_{11}) \frac{di_1}{dt} = - L_{11} \frac{di_1}{dt} \quad (2.150)$$

$$L_{11} = \frac{d}{di_1} (N_1 \phi_{11}) \quad (2.151)$$

que se denomina *coeficiente de autoinducción de la bobina N_1* . Una parte del flujo ϕ_{11} llega por el núcleo al segundo bobinado e induce una f.e.m. e_{12} en sus N_2 espiras. Esa parte la llamamos ϕ_{12}

$$e_{12} = - \frac{d}{dt} (N_2 \phi_{12}) = - \frac{d}{dt} (N_2 \phi_{12}) \frac{di_1}{dt} = - M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (2.152)$$

$$\phi_{12} = \frac{d}{di_1} (N_2 \phi_{12}) \quad (2.153)$$

que es el *coeficiente de inducción mutua del primario respecto del secundario*. Por simple analogía llegamos a:

$$L_{22} = \frac{d}{di_2} (N_2 \phi_{22}) \quad (2.154)$$

que es el *coeficiente de autoinducción de la bobina N_2* y

$$M_{21} = \frac{d}{di_2} (N_2 \phi_{21}) \quad (2.155)$$

con el *coeficiente de inducción mutua del secundario respecto del primario*.

Los valores de L_{11} y L_{22} dependen de la geometría y del material del núcleo. de las respectivas bobinas, mientras que M_{12} y M_{21} de la posición relativa de las bobinas y de material que las enlaza. Se puede agregar que:

$$M_{12} = M_{21} = M \quad (2.156)$$

Podemos expresar a los flujos de dispersión por medio de:

$$\phi_{d1} = \phi_{11} - \phi_{12} \quad (2.157a)$$

$$\phi_{d2} = \phi_{22} - \phi_{21} \quad (2.157b)$$

Efectivamente, si el primario produce ϕ_{11} líneas y ϕ_{12} van al secundario, la diferencia es la dispersión.

Definamos ahora los *factores de dispersión* como sigue:

$$\sigma_1 = \frac{\phi_{d1}}{\phi_{11}} = \frac{\phi_{11} - \phi_{12}}{\phi_{11}} \quad (2.158a)$$

$$\sigma_2 = \frac{\phi_{d2}}{\phi_{22}} = \frac{\phi_{22} - \phi_{21}}{\phi_{22}} \quad (2.158b)$$

Estos números son próximos a cero en transformadores industriales de potencia y muy altos en transformadores con núcleo de aire, para alta frecuencia.

Tomamos ahora la (2.151) y ordenamos, recordando que $k = N_1/N_2$ de la (2.128):

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{d}{di_1} (N_1 \phi_{11}) = \frac{d}{di_1} N_1 (\phi_{d1} + \phi_{12}) = \\ &= \frac{d}{di_1} (N_1 \sigma_1 \phi_{11} + N_2 k \phi_{12}) = \end{aligned} \quad (2.159)$$

$$= \sigma_1 \frac{d}{di_1} (N_1 \phi_{11}) + k \frac{d}{di_1} (N_2 \phi_{12}) =$$

$$L_{11} = \sigma_1 L_{11} + k M_{12} \quad (2.160)$$

La cantidad $\sigma_1 L_{11}$ es el *coeficiente de autoinducción debido a la dispersión*, y lo llamaremos L_1

$$L_1 = \sigma_1 L_{11} = L_{11} - k M_{12} \quad (2.161a)$$

Análogamente deducimos:

$$L_2 = \sigma_2 L_{22} = L_{22} - \frac{M_{21}}{k} \quad (2.161b)$$

Multiplicando por la pulsación ω nos resulta:

$$X_1 = \omega L_1 \quad (2.162a)$$

$$X_2 = \omega L_2 \quad (2.162b)$$

que es lo que anteriormente llamamos *reactancias de dispersión* en (2.149)

• 2.2.7.- ECUACIONES DEL FUNCIONAMIENTO.- Por la simple observación de los diagramas de fasores del transformador real en carga, deducimos

$$\bar{U}_1 = -\bar{E}_1 + \bar{I}_1 (R_1 + j X_1) \quad (2.163a)$$

$$\bar{E}_2 = \bar{U}_2 + \bar{I}_2 (R_2 + j X_2) \quad (2.163b)$$

que son las llamadas *ecuaciones de los tensiones* y que representan para cada

arrollamiento, la condición de equilibrio. Si ahora llamamos impedancia propia de cada bobinado a los siguientes valores;

$$\bar{Z}_1 = R_1 + j X_1 \quad (2.164a)$$

$$\bar{Z}_2 = R_2 + j X_2 \quad (2.164b)$$

podemos escribir las anteriores mas resumidamente:

$$\bar{U}_1 = -\bar{E}_1 + \bar{I}_1 \bar{Z}_1 \quad (2.165a)$$

$$\bar{E}_2 = \bar{U}_2 + \bar{I}_2 \bar{Z}_2 \quad (2.165b)$$

De los diagramas de fasores o si prefiere de la (2.132) podemos escribir:

$$\bar{I}_{21} = -\frac{\bar{I}_2}{k} \quad (2.166)$$

que podemos muy bien denominar *ecuación de la corriente de un bobinado referido al otro* y si observamos los diagramas de vectores en carga vemos:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_c + \bar{I}_{21} \quad (2.167)$$

Multiplicando ambos miembros por N_1 y reemplazando la (2.166) se llega a:

$$N_1 \bar{I}_1 + N_2 \bar{I}_2 = N_1 \bar{I}_c \quad (2.168)$$

que es la *ecuación de las fuerzas magnetomotrices*. No es otra cosa que la ecuación (2.133) más perfeccionada, pues en un transformador real, la suma de las fuerzas magnetomotrices debe ser la que mantiene el flujo y es $N_1 \bar{I}_c$. A su vez, de la (2.134) convenientemente escrita para los valores absolutos y en forma aproximada:

$$\text{Relación de espiras} = k \sim \frac{U_1}{U_2} \sim \frac{I_2}{I_1} \sim \frac{N_1}{N_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (2.169)$$

Salvo para la relación de fuerzas electromotrices y espiras, que es rigurosa, para las restantes cantidades, se debe suponer aproximada, dado que estamos despreciando las impedancias propias de cada bobinado, y despreciando la corriente a vacío de la (2.144). A esta la podemos llamar *ecuación de las relaciones fundamentales de un transformador*, que es muy empleada en cálculos rápidos, en donde no interesa demasiada exactitud.

Ocupémonos ahora de la corriente a vacío $\bar{I}_c$, que es lícito expresarla así

$$\bar{I}_c = -\bar{E}_1 \bar{Y}_c \quad (2.170)$$

en donde $\bar{Y}_c$ es la llamada *admitancia de excitación*, que por su carácter inductivo se puede descomponer del siguiente modo, también recordando la (1.123) del libro I "Circuitos" y lo dicho allí:

$$\bar{Y}_c = G_c + j B_c \quad (2.171)$$

cuya módulo es:

$$|Y_c| = \sqrt{G_c^2 + B_c^2} \quad (2.172)$$

siendo G_c la *conductancia de excitación* y B_c la *susceptancia de excitación*. Al estudiar el circuito equivalente, veremos su importancia.

Completamos tomando la (2.144) que repetimos por comodidad:

$$\bar{Y}_c = \bar{Y}_p + \bar{Y}_m \quad (2.173)$$

Por comparación con la (2.170), podemos escribir dos relaciones interesantes:

$$\bar{I}_m = \bar{E}_1 \bar{Y}_m \quad (2.174a)$$

$$\bar{I}_p = \bar{E}_1 \bar{Y}_p \quad (2.174b)$$

que por supuesto es válida para los valores absolutos.

♦ 2.2.8.- CONVERSION DE PARAMETROS.- Trataremos ahora de relacionar en forma conveniente algunos elementos del transformador, fijos o variables, para llegar a expresiones de vinculación sumamente convenientes cuando se estudie el circuito equivalente.

Tomamos la (2.163b), que recordando la (2.137) se convierte fácilmente en:

$$\bar{E}_1 = \frac{N_1}{N_2} \bar{E}_2 = \frac{N_1}{N_2} \bar{U}_2 + \frac{N_1}{N_2} \bar{I}_2 (R_2 + j X_2) \quad (2.175)$$

Por medio de la (2.166) podemos ordenar distinto:

$$\begin{aligned} \bar{E}_1 &= -\frac{N_1}{N_2} \bar{U}_1 - \bar{I}_{21} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) (R_2 + j X_2) = \\ &= -\frac{N_1}{N_2} \bar{U}_1 - \bar{I}_{21} \left\{ \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_2 + j \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 X_2 \right\} \end{aligned} \quad (2.176)$$

De esta última, para simplificar escrituras, podemos agrupar del siguiente modo las cosas:

$$R_{21} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_2 = k^2 R_2 \quad (2.177a)$$

$$X_{21} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 X_2 = k^2 X_2 \quad (2.177b)$$

Las llamaremos a R_{21} resistencia del secundario referida al primario. A su vez a X_{21} reactancia del secundario referida al primario. Del mismo modo podemos decir que:

$$U_{21} = \frac{N_1}{N_2} U_2 = k U_2 \quad (2.173)$$

es la tensión del secundario referida al primario. Con idénticos razonamientos, partiendo de las (2.164a) y (2.164b) tenemos:

$$\bar{Z}_{21} = R_{21} + j X_{21} \quad (2.179)$$

que llamamos impedancia del secundario referida al primario. (como ya sabemos, por la (2.156):

$$\bar{Z}_{21} = - \frac{U_2}{I_1} \bar{Z}_2 \quad (2.180)$$

que es la corriente del secundario referida al primario. También, tomando la (2.176) e introduciendo las (2.179) y (2.178), se alcanza la:

$$\bar{E}_1 = k \bar{E}_2 = \bar{E}_{g1} (N_1 + j X_{11}) = \bar{E}_{g1} - \bar{I}_{21} \bar{Z}_{21} \quad (2.181)$$

Los valores de la admitancia de excitación, también son susceptibles de ser referidos, pero como no pertenecen a ninguno de los dos arrollamientos en forma específica, cambia un poco su denominación. La (2.170) para los valores absolutos, es:

$$I_{o1} = E_1 Y_{o1} \quad (2.182)$$

Si en vez de alimentar el transformador por el primario, lo hacemos por el secundario, la corriente de vacío valdrá:

$$I_{o2} = E_2 Y_{o2} \quad (2.183)$$

Relacionando las dos expresiones últimas:

$$\frac{I_{o1}}{Y_{o1}} = \frac{I_{o2}}{Y_{o2}} \frac{E_2}{E_1} = \frac{\frac{N_2}{N_1} - \frac{N_2}{N_1} \frac{E_2}{E_1}}{I_{o2} E_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \quad (2.184)$$

O sea:

$$Y_{o1} = \frac{Y_{o2}}{k^2} \quad (2.185)$$

Donde Y_{o1} es la admitancia de excitación referida al primario, mientras que Y_{o2} es la admitancia de excitación referida al secundario. Con igual criterio:

$$G_{o1} = \frac{G_{o2}}{k^2} \quad (2.186a)$$

$$B_{o1} = \frac{B_{o2}}{k^2} \quad (2.186b)$$

Con idénticos razonamientos, se puede partir del secundario y llegar a los valores del primario. Hagamos un cuadro síntesis de conversiones.

MAGNITUDES REFERIDAS AL PRIMARIO	MAGNITUDES REFERIDAS AL SECUNDARIO
$\bar{U}_{21} = k \bar{U}_2$	$\bar{U}_{12} = \frac{\bar{U}_1}{k}$
$\bar{I}_{21} = \frac{\bar{I}_2}{k}$	$\bar{I}_{12} = k \bar{I}_1$
$R_{21} = k^2 R_2 \quad X_{21} = k^2 X_2$	$R_{12} = \frac{R_1}{k^2} \quad X_{12} = \frac{X_1}{k^2}$
$\bar{Y}_{o1} = \frac{\bar{Y}_{o2}}{k^2}$	$\bar{Y}_{o2} = k^2 \bar{Y}_{o1}$
$G_{o1} = \frac{G_{o2}}{k^2} \quad B_{o1} = \frac{B_{o2}}{k^2}$	$G_{o2} = k^2 G_{o1} \quad B_{o2} = k^2 B_{o1}$
$r_{e1} = k^2 r_{e2} \quad x_{m1} = k^2 x_{m2}$ (Componentes de la carga)	$r_{e2} = \frac{r_{e1}}{k^2} \quad x_{m2} = \frac{x_{m1}}{k^2}$ (Componentes de la carga)

Al estudiar en el capítulo siguiente los circuitos equivalentes, podremos ver la importancia de estas relaciones.

2.2.9.- CIRCUITO EQUIVALENTE o CIRCUITO SUSTITUTIVO.- Cuando se trató el transformador real en carga, se construyeron los diagramas de fasores, tales que partiendo de las condiciones de la carga - por ejemplo - sea los valores $\bar{U}_2$, $\bar{I}_2$ y $\bar{V}_2$ que impone el consumo y por sucesivas operaciones con vectores, se pueda llegar a las condiciones del otro extremo, es decir, $\bar{U}_1$, $\bar{I}_1$ y $\bar{V}_1$. Pero esta forma de operar, muy útil para comprender el funcionamiento del transformador, no es práctica para cálculos, ni gráficos ni analíticos. Es por esto que se ha desarrollado el método que ahora explicamos. Por de pronto, denominamos así:

CIRCUITO EQUIVALENTE o CIRCUITO SUSTITUTIVO

Es un circuito de componentes eléctricos, que se comporta de igual modo que el transformador.

Para iniciar el estudio, veamos, a modo de repaso, cuáles han sido los elementos que hasta aquí hemos estudiado y que interesan en este tema. En la figura 2.69

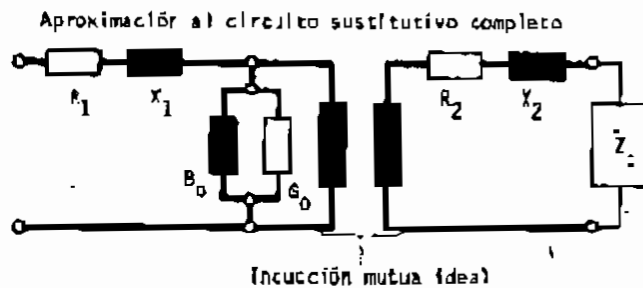


Fig. 2.69

veamos al transformador simplificado. La conversión de las tensiones se hace por medio de una inducción mutua ideal. Sobre el secundario se agregan una resistencia R_2 que simboliza la resistencia del bobinado secundario.

De igual modo, se agrega una inductancia X_2 que representa a los flujos de dispersión de ese arrollamiento. Sobre el primario, de igual manera, se agregan R_1 y X_1 que simbolizan la resistencia y la reactancia de dispersión del bobinado primario. En paralelo con el primario, se colocan B_0 y G_0 que se encargan de simbolizar la conductancia y la susceptancia de excitación. En esta forma, el circuito de figura 2.69 podría considerarse como el circuito que pretendemos estudiar, pero se ha encontrado otro mucho más sencillo y efectivo. Vamos a efectuar su deducción analítica.

Si llamamos $\bar{Z}_c = R_c + jX_c$ a la impedancia de la carga, la corriente que ha de circular por el secundario será:

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{E}_2}{\bar{R}_2 + \bar{Z}_c} \quad (2.187)$$

Partiendo de esta afirmación, haremos una serie de pasos convencionales mediante los cuales, podremos obtener las conclusiones que buscamos. Estos pasos son muy fáciles de seguir, sin explicación alguna, recordando las ecuaciones vistas en los dos últimos capítulos, y las relaciones fundamentales.

$$\bar{I}_2 = \frac{k \bar{E}_2}{k^2 (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c)} \quad (2.188)$$

$$\frac{\bar{E}_2}{k} = \frac{k \bar{E}_2}{k^2 \bar{Z}_2 + k^2 \bar{Z}_c} \quad (2.189)$$

$$-\bar{I}_{22} = \frac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2}} \quad (2.190)$$

$$-\bar{E}_{22} = \bar{I}_2 - \bar{I}_1 \quad (2.191)$$

$$\bar{V}_c = -\bar{E}_2 - \bar{V}_2$$

$$-\bar{E}_1 \bar{V}_c - \bar{I}_1 = \frac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2}} \quad (2.192)$$

$$- \bar{I}_1 (\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2}) = \bar{E}_1 \left[1 + \bar{V}_c (\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2}) \right] \quad (2.193)$$

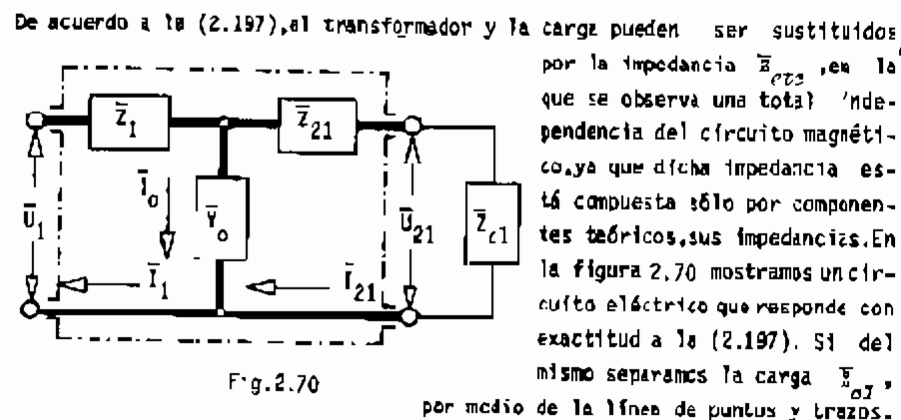
$$-\bar{E}_1 = \frac{\bar{I}_1 (\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2})}{1 + \bar{V}_c (\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2})} \quad (2.194)$$

$$\bar{V}_1 = -\bar{E}_1 - \bar{I}_1 \bar{Z}_1 = \bar{I}_1 \left[\bar{Z}_1 + \frac{1}{\frac{1}{\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2}} + \bar{V}_c} \right] \quad (2.195)$$

$$\frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = \left[\bar{Z}_1 + \frac{1}{\frac{1}{\bar{Z}_{E2} + \bar{Z}_{c2}} + \bar{V}_c} \right] = \bar{Z}_{eq} \quad (2.196)$$

Como la relación $\bar{V}_1/\bar{I}_1$, por simple ley de Ohm, es la impedancia "que ve" la línea primaria y que está compuesta por el transformador y la carga. Por lo tanto, podemos afirmar que el valor $\bar{Z}_{eq}$ es la impedancia equivalente al conjunto del transformador y la carga. A la expresión (2.196) le introducimos una pequeña modificación, a fin de hacerla más evidente para los fines que buscamos:

$$\bar{Z}_{eqa} = \frac{I}{\frac{I}{\bar{Z}_{21} + \bar{Z}_{01}} + \frac{I}{\bar{Z}_0}} + \bar{Z}_1 \quad (2.197)$$

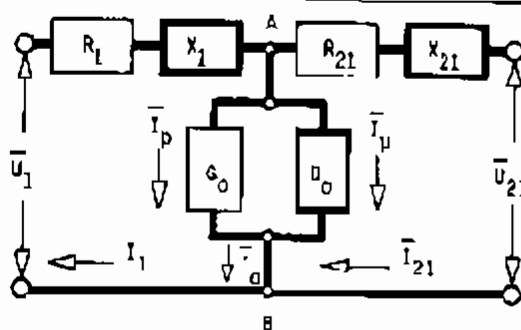


Lo que nos queda es el circuito equivalente, o circuito substitutivo del transformador. En la figura siguiente, la 2.71, ponamos en forma explícita el componente de cada impedancia, para lo que tenemos que recordar:

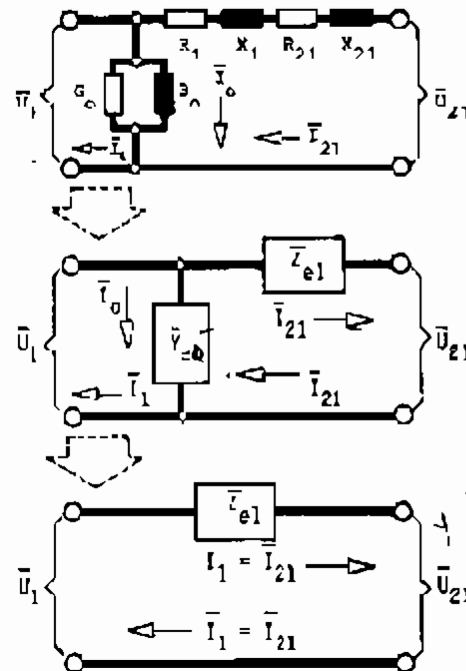
$$\bar{Z}_1 = R_1 + j X_1 \quad (2.198)$$

$$\bar{Z}_{21} = R_{21} + j X_{21} \quad (2.199)$$

$$\bar{Z}_0 = R_0 + j X_0 \quad (2.200)$$



Aquí conviene hacer notar que los valores del llamado *brazo de excitación* compuesto por el valor de G_0 y de B_0 , son en la práctica muy dispares a los restantes. Las corrientes $\bar{I}_0$, $\bar{I}_1$ y $\bar{I}_c$ son de cuantía poca significativa, con relación a las corrientes $\bar{I}_1$ y $\bar{I}_{21}$. Esto ha hecho que muchos investigadores del tema hayan propuesto simplificaciones de mucha utilidad práctica. Para ello, acudamos a la figura siguiente 2.72



en sus tres formas de expresión. En la parte superior, se va procedido a desplazar al "brazo de excitación" hacia la izquierda. Esto tiene poca importancia, ya que la corriente $\bar{I}_{21}$ es sensiblemente superior a la corriente $\bar{I}_0$. El error introducido con esta alteración es inferior al 5%, y ronda en el 2% en la mayoría de los casos. Pero esto nos permite agrupar a las impedancias en la siguiente forma:

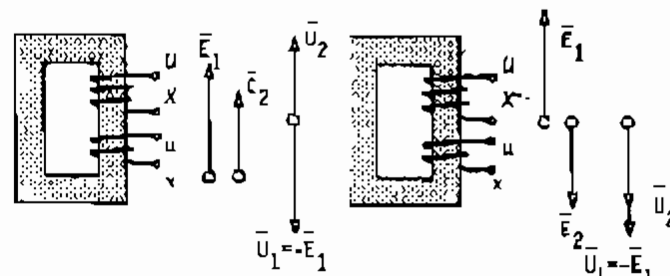
$$R_{s1} = R_1 + R_{21} \quad (2.201)$$

$$X_{s1} = X_1 + X_{21} \quad (2.202)$$

$$\bar{Z}_{s1} = R_{s1} + j X_{s1} \quad (2.203)$$

Este grupo es sumamente importante cuando se trabaja en redes de potencia, en las que hay un abundante número de transformadores. Y si a continuación admitimos, como otra simplificación válida, que la corriente a vacío es despreciable, es decir, $\bar{I}_0 = 0$ se llega finalmente al circuito interior de la figura 2.72, en que el transformador se lo representa por una simple impedancia en serie.

• 2.2.10 - ALGO SOBRE POLARIDADES.- En la figura 2.73, a la izquierda, se aprecia un transformador monofásico, cuyos dos devanados están arrollados en el mismo sentido



Como ambos están atravesados por idéntico flujo, la f.e.m. inducida en cada uno, estará en fase con la otra. Esto se ha marcado en la misma figura por medio de los vectores representativos de dichos valores y sus tensores deben quedar en oposición de fase, como la misma figura indica. A la derecha de la

En esta figura tenemos los mismos bobinados, pero devinados con sentido contrario y los sentidos relativos de las tensiones son ahora diferentes al caso anterior. A causa de esta posible diferencia constructiva que se puede encontrar, aun cuando los transformadores trabajan con corriente esencialmente variables, es necesario asignarles alguna forma de polaridad a sus terminales, porque esta precaución permite conectarlos en paralelo sin temor, o hacer agrupaciones polifásicas convenientes, sin llevar a

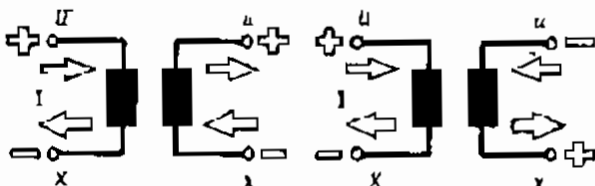


Fig. 2.74

cabo una investigación previa. Dicha polaridad se refiere a los valores instantáneos en un momento dado. En la figura 2.74, arriba a la izquierda, representamos esquemáticamente un transformador monofásico. La corriente la suponemos en el momento de la figura entrando por el borne U y por ello ese borne se marcó con (+) y simultáneamente sale por u y por ello es (+). Esta disposición, se denomina *polaridad sustractiva* si se invierte el sentido de uno de los dos bobinados, la corriente saldrá por x y por ello ese borne es (+), estando en el caso de *polaridad aditiva*. La polaridad se averigua fácilmente, con ayuda de una instalación como la de la parte inferior de figura 2.72. Se emplea una tensión alterna de valor reducido, adecuado para un simple ensayo y se hace una conexión provisoria a los terminales U y X, midiéndose la tensión U_1 . También se mide la tensión U_2 existente entre terminales u y x. Pero además, en la figura se nota que se agregó una conexión auxiliar entre los terminales U y u, y se mide la tensión U_3 entre los terminales x y x. Este último voltímetro, como es fácil apreciar, mide la tensión suma de los secundarios. Como los bobinados quedan, por esta conexión auxiliar, en serie, si se cumple que:

$$U_3 < U_1 \quad \text{ó} \quad U_3 < U_2 \quad (2.204)$$

tenemos que los bornes seleccionados para la conexión provisoria son de igual polaridad, y por lo tanto, la polaridad es sustractiva.

El estudio de la polaridad es útil en la puesta en paralelo de transformadores

• 2.2.11.- DIAGRAMA DE KAPP.- Acudamos ahora al circuito equivalente aproximado de la figura 2.72, parte superior. Es posible dibujar el diagrama de

fasores, como vemos en la figura 2.75. En ella, el triángulo rayado es el conocido como *triángulo de Kapp*, o de las caídas totales y en él se cumple:

$$\frac{X_1}{R_1} = \frac{X_{21}}{R_{21}} \quad (2.205)$$

ó también:

$$\frac{X_1}{R_1} = \frac{X_2}{R_2} \quad (2.206)$$

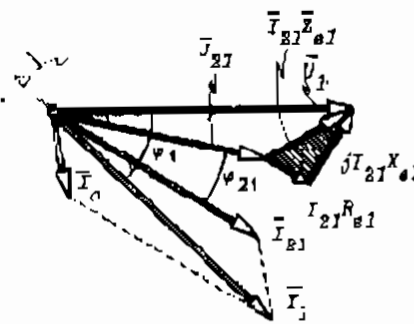


Fig. 2.75

El diagrama de Kapp no tiene valor como elemento de cálculo, pero sirve muy bien para revelarnos una característica de funcionamiento. En efecto, si fijamos como condición constante la corriente secundaria, el triángulo de Kapp es invariable y además, el extremo del vector estará sobre una circunferencia de radio U_1 y cuyo centro es el punto "O". En la figura 2.76 hacemos la representación del triángulo, girado, por comodidad. El vector U_1 indica la dirección de la corriente primaria, que si suponemos $I_2 = 0$ es también la dirección de I_{21} . Observamos que si se desplaza el punto "O" a la derecha haciendo al conjunto capacitivo, la tensión U_{21} crece y por lo tanto, crece U_2 sin que haya variación de I_2 .

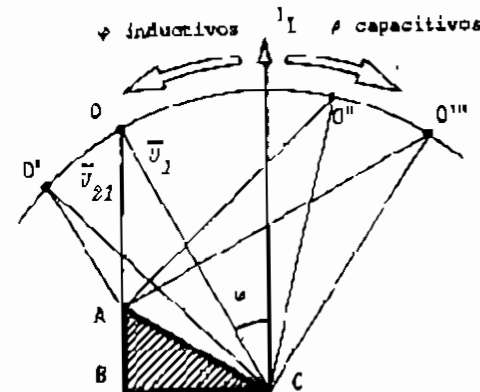


Fig. 2.76

Hay un punto singular, el "O''", que tiene la particularidad de que en él $U_1 = I_{21}$, lo mismo que cuando $I_2 = 0$, de donde se deduce que ese punto representa un estado de funcionamiento para el cual la tensión secundaria es de igual valor absoluto que la de vacío. Efectivamente, cuando un transformador se carga con una reactancia capacitiva, la tensión en bornes secundarios tiende a crecer (hay *subtensión*). Inversamente, hacia la izquierda de "O''" tenemos estados inductivos.

• 2.2.12 - CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO.- Denominamos *características de funcionamiento* a un grupo de curvas que ponen en evidencia el comportamiento de la máquina al variar alguno de los elementos en juego. Comencemos por las curvas que nos muestran lo que ocurre con la tensión secundaria, si

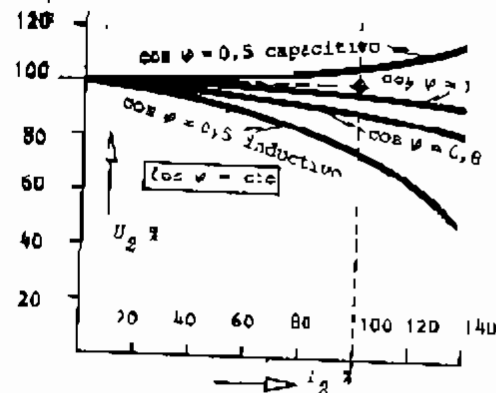


Fig. 2.77

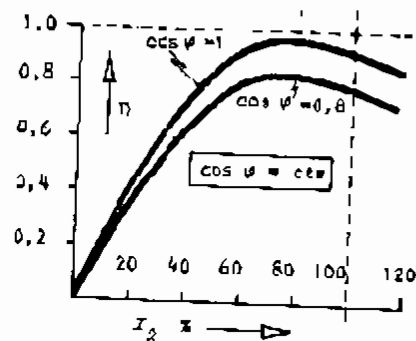


Fig. 2.79

Figura 2.78. En figura 2.79 vemos el rendimiento a factor de potencia constante.

* 2.2.13.- RENDIMIENTO.- Considerando las pérdidas en el hierro P_{Fe} y las pérdidas en el cobre P_{Cu} (no hay pérdidas mecánicas y las adicionales las de

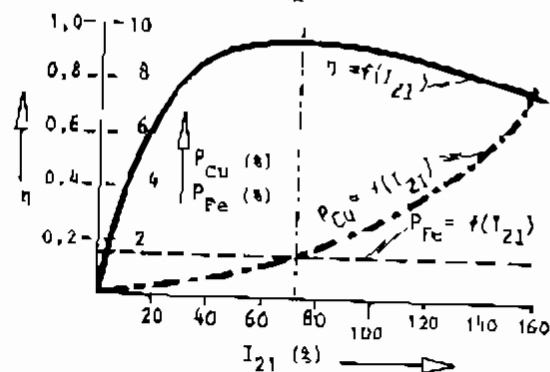


Fig. 2.80

variar la corriente de carga, con
factor de potencia constante. Ve-

mos en figura 2.77 que la tensión crece para cargas de tipo capacitivo, no así con las ohmicas o las inductivas. Esta es la llamada *característica exterior*, y tal vez la más importante. Sólo la hemos representado hasta el 140% de la carga, ya que más allá de ese valor, carece de importancia práctica. Otra característica importante es la tensión secundaria en función del factor de potencia, para carga secundaria constante, como se ve en el

amos de lado'. Las pérdidas totales de un transformador se pueden expresar por medio de:

$$p = p_{\text{gas}} + p_{\text{cap}} \quad (2-27)$$

Recordando la (2.20) y el circuito equivalente de la figura 2.72, sale fácilmente:

$$P = r_{\text{eff}} + H_{\text{eff}} \Gamma_{\text{eff}}^2 \quad (2.208)$$

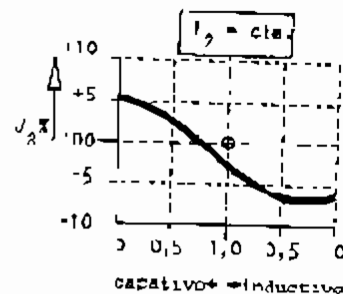


Fig. 2.70

Las dos pérdidas están graficadas en figura 2.8C, donde se puede observar que el rendimiento pasa por su valor máximo cuando las pérdidas fijas (en el hierro) son iguales a las pérdidas variables (en el cobre). Esto ya lo dijimos en la ecuación (2.79). Como es normal, el rendimiento se puede expresar por:

$$n = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1} \quad (2.709)$$

Recordando 1a (2.72), en porcentajes:

$$\eta = 100 \frac{P_u}{P_u + P} = 100 \frac{P_a - P}{P_a} = 100 - 100 \frac{P}{P_a} =$$

$$n = 100 - 100 \frac{p}{p_u + p} \quad (2.210)$$

Reemplazando valores en base al circuito equivalente aproximado:

$$r = 156 - 166 \frac{1^2_{21} F_{21} + G_{21} 1^2_{21}}{1^2_{21} 1_{21} \cos \theta_0 + 1^2_{21} F_{21} + G_{21} 1^2_{21}} \quad (2.21)$$

♦ 2.2.14.- EL RENDIMIENTO, EN FORMA MAS DETALLADA.- Para el caso de la potencia nominal de un transformador, recordando lo dicho en el párrafo 2.1.11.4 podemos definir ahora :

POTENCIA NOMINAL es la potencia para la cual ha sido construido el transformador, y está representada por el producto de la tensión secundaria nominal, por la corriente secundaria nominal. Es la potencia aparente que la máquina puede suministrar indefinidamente, sin perjudicarse, trabajando al régimen para el cual ha sido concebida.

la potencia nominal será, entonces:

$$P_N = \frac{1}{2N} + 2N \quad (k/a) \quad (2.212)$$

y la potencia útil:

$$\Gamma_{\mu\nu} = \Gamma_{\mu\nu} - 2i\sigma_{\mu\nu} \quad (9.213)$$

For lo regular, tratándose de transformadores de distribución, o pequeños, la carga es variable y podemos definir como *factor de demanda* a la relación:

$$\bar{a} = \frac{\bar{r}_2}{2N} \quad (2.214)$$

donde I_s es la corriente secundaria en un estado cualquiera de funcionamiento, mientras que I_{sn} es la máxima corriente para el estado nominal.

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

La potencia de pérdidas en el hierro es fija e igual a una pequeña fracción de la potencia nominal, que podemos expresar por medio de:

$$P_{Fe} = \alpha P_N = G_{01} U_1^2 \quad \text{con} \quad 0 < \alpha < 1 \quad (2.215)$$

Las pérdidas en el cobre son función del cuadrado de I_{21} , y por lo tanto al cuadrado de I^2 . Si afirmamos que las pérdidas en el cobre a carga nominal son una fracción de la nominal:

$$P_{Cu} = b P_N = I_{2N}^2 R_{e1} \quad \text{con} \quad 0 < b < 1 \quad (2.216)$$

para una carga cualquiera, definida por su factor de demanda d :

$$P_{Cu} = I_{21}^2 R_{e1} = d^2 I_{2N}^2 R_{e1} = d^2 P_{CuN} = d^2 b P_N \quad (2.217)$$

Reemplazamos en la (2.211), tomando $U_{2N} = U_2$, y luego simplificando

$$\eta = 100 - 100 \frac{d^2 b + \alpha}{d \cos \varphi_2 + d^2 b + \alpha} \quad (2.218)$$

Esta es una expresión útil para obtener conclusiones. El valor de d se ubille-
ne por la (2.214), y los de α y b por las (2.215) y (2.216), previo cálculo de
terminación experimental de P_{Fe} y P_{CuN} .

Si deseamos saber para qué valores el rendimiento es máximo, se proceda a deri-
var η respecto de d y se iguala a cero:

$$\frac{d\eta}{d.d} = -100 \frac{d \cos \varphi_2 - d^2 b + \alpha (2db) - (\cos \varphi_2 + 2db)(d^2 b + \alpha)}{(d \cos \varphi_2 + d^2 b + \alpha)^2} \quad (2.219)$$

Para que sea nula, debe serlo el numerador, es decir:

$$(d \cos \varphi_2 + d^2 b + \alpha)(2db) - (\cos \varphi_2 + 2db)(d^2 b + \alpha) = 0 \quad (2.220)$$

Desarrollando y simplificando:

$$d^2 b = \alpha \quad (2.221)$$

Esta expresión nos dice: el rendimiento es máximo, cuando las pérdidas en
el hierro son iguales a las pérdidas en el cobre. Esto ya lo habíamos visto por
medio de la (2.79). De la misma deducimos que:

$$d_{\max} = \sqrt{\frac{\alpha}{b}} = \sqrt{\frac{\alpha}{b} \frac{P_N}{P_N}} = \sqrt{\frac{P_{Fe}}{P_{CuN}}} \quad (2.222)$$

Conociendo b que son las pérdidas en el cobre a plena carga, medidas en frac-

LIBRO II: MAQUINAS

ción de la potencia nominal, y α que son las pérdidas en el hierro también
en fracción de la potencia nominal, se deduce el valor de d y se puede ave-
riguar a qué estado de funcionamiento el rendimiento es máximo, y reemplazando
en la (2.18), se puede conocer su valor. Cuando se diseña una máquina, suele
tenerse como dato de partida el valor $d_{\max}$, porque si se conoce el uso a que
será sometido, se sabe a qué carga ha de funcionar la mayor parte del tiempo, y
a esa carga se desea que tenga su máximo rendimiento. Por ejemplo, si un trans-
formador ha de funcionar todo el día a plena carga, conviene que tenga su máxi-
mo rendimiento para esa forma de marcha. Se proyectará entonces con $\alpha = b$ pa-
ra que resulte $d_{\max} = 1$. En cambio, si un transformador estará destinado a un
servicio de distribución, trabajará con carga variable a lo largo del día, sa-
gún lo exija la demanda y si la mayor parte del
día entregará una corriente del 75 % de la no-
minal, conviene que $d_{\max} = 0.75$, para lo cual re-
sultará $\alpha = 0.56 b$.

Si mantenemos d constante y variamos $\cos \varphi_2$
tendremos la representación de la figura 2.81.
Confirmamos así que las condiciones óptimas son
para:

$$P_{Fe} = P_{Cu} \quad \text{y} \quad \cos \varphi_2 = 1 \quad (2.223)$$

Si deseamos saber cuánto vale el rendimiento
máximo, debemos reemplazar la (2.222) en (2.218).

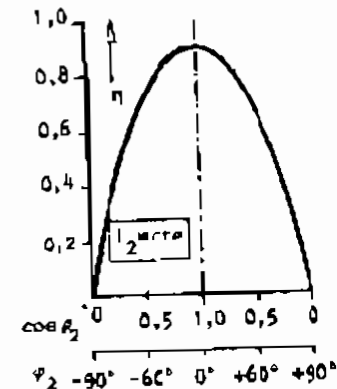


Fig. 2.81

$$\eta_{\max} = 100 - 100 \frac{2 \alpha b}{\cos \varphi_2 + 2 \alpha b} \quad (2.224)$$

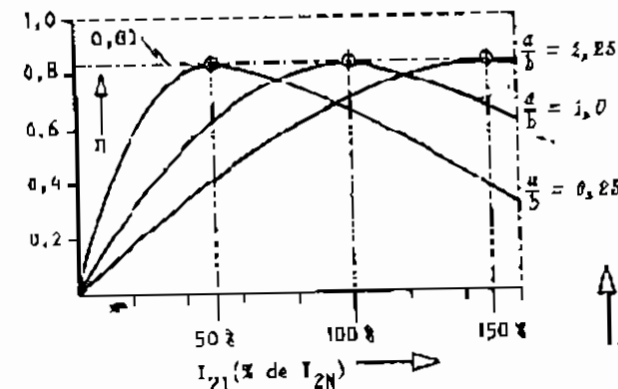


Fig. 2.82

Observamos que el ren-
dimiento máximo depende
del producto de las pér-
didas. Para ponerlo en
evidencia, consultemos la
figura 2.83. La primera
curva se ha construido
con $\alpha = 0.6$ y $b = 0.2$; la

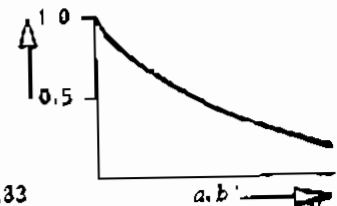


Fig. 2.83

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

segunda con $a=0,1$ y $b=0,1$, y la tercera con $a=1,6$ y $b=0,0066$ de tal forma que los cocientes son $0,16$, $1,0$ y $2,16$ que dan $c=0,5$, $d=1$ y $d=1,5$. En todos los casos se conserva el valor $a \cdot b = 0,01$, y por lo tanto, el rendimiento tiene su valor máximo $\eta_{\max} = 0,83$ en todos los casos. Para que el rendimiento máximo tome los valores mayores posibles, es necesario que los productos $a \cdot b$ sean lo menor posible, como se ve en figura 2.81. No interesa en absoluto la distribución de las pérdidas, que como ya se ha dicho, sólo determinan la posición del valor máximo.

2.2.15.- CAPITALIZACIÓN DE PERDIDAS.- Cuando se decide sobre la adquisición de un transformador, es común hacer un estudio económico de sus pérdidas para determinar cuál es el más conveniente. Para ello hay que combinar muchos de los factores hasta aquí estudiados, con otros de naturaleza económica.

- El costo de la máquina C_0 (Inversión inicial), en (\$)
- La vida útil T , o período de utilización, en (años)
- Cantidad y distribución de pérdidas P en (kW)
- Régimen de servicio a prestar T , en (horas/año)
- Precio de la energía α en (\$/kWh)
- Precio del dinero r o tipo de interés en plaza, en (%)

El costo financiero es el que resulta de sumar al costo de la máquina el valor que surge de capitalizar las pérdidas, es decir:

$$C_f = C_0 + \frac{P \cdot T \cdot \alpha}{r} \quad (2.225)$$

El importe anual de las pérdidas significa un gasto anual de:

$$P \cdot T \cdot \alpha \quad (2.226)$$

Esta será la anualidad con la que podemos amortizar un crédito C_f en el tiempo T . Económicamente es lo mismo que si la máquina no tuviese pérdidas, y destinásemos el importe C_f para extinguir un préstamo equivalente a C_0 . Por esto, C_f es un costo que debemos añadir a C_0 como indica a (2.225). El valor de ese agregado viene expresado por una fórmula de tipo económico, que sabemos es:

$$C_f = C_0 \frac{1+r}{r} \left[1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{100} \right)^T} \right] \quad (2.227)$$

Las conclusiones prácticas, un usuario de transformadores - y por extensión de máquinas eléctricas - debe cuidar en lo que al rendimiento se refiere:

- * Debe evitarse en todo lo posible las marchas a vacío o con cargas pe-

- queñas, porque el rendimiento, como se ha visto en figura 2.80, es bajo.
- * Por la misma razón no conviene seleccionar máquinas cuya potencia nominal sea muy superior a la potencia que se requiere.
- * Al cumplirse lo dicho en los puntos anteriores, se logra un mejor factor de potencia.
- * El rendimiento cíclico, o de energías, es desde este punto de vista, más interesante que el rendimiento instantáneo.
- * Ante dos máquinas de iguales pérdidas totales, debe preferirse la que tiene las menores pérdidas fijas.

2.2.16.- REGULACIÓN.- En los transformadores reales, la tensión secundaria varía, al variar la carga. Como este valor afecta a las redes a las que sirve el transformador, su valor tiene mucha importancia técnica. Si bien es necesario decir que cuanto menor es la variación de tensión, tanto mejor es la máquina, ese comportamiento suele ser un inconveniente en caso de casos de corto-circuitos. Se estudiará este más adelante, y particularmente, en las instalaciones.

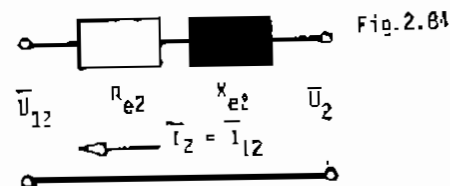
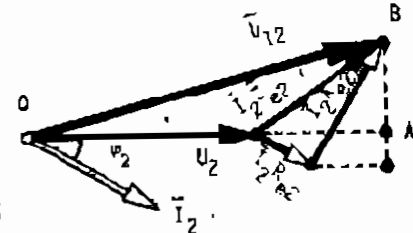


Fig. 2.85



Podemos definir como regulación al valor:

$$r = \frac{U_{0\%} - U_2}{U_2} \cdot 100 \quad (2.228)$$

donde:

- $U_{0\%}$ = tensión secundaria a vacío
- U_2 = tensión secundaria en carga
- r = regulación en %

Como este valor está normalizado, nos limitaremos a deducir la fórmula que figura en las normas AIEE (American Institute of Electrical Engineers) para su cálculo. Para ello, nos valdremos del circuito equivalente aproximado de la figura 2.34, que deriva de la figura 2.72 inferior, y de las fórmulas (2.201) hasta (2.203). Ese circuito, tiene el diagrama de fasores de figura 2.85. Según todo esto, podemos escribir

$$r = \frac{U_{2\%} - U_2}{U_2} \quad (2.229)$$

Cursos universitarios sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

Debemos señalar que el circuito equivalente de figura 2.84 está referido al primario, y de allí su nomenclatura. El cuadro que vimos al final de capítulo 2.2.6.-, conversión de parámetros, serviría para conocer esos valores. Del diagrama de vectores armónicos, por relaciones trigonométricas obtenidas del triángulo OAB, sale:

$$U_{12} = \left[(U_2 + I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2)^2 + (I_2 X_{e2} \cos \varphi_2 - I_2 R_{e2} \sin \varphi_2)^2 \right]^{1/2} \quad (2.230)$$

Operando:

$$U_{12} = (U_2 + I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2) \left[1 + \frac{(I_2 X_{e2} \cos \varphi_2 - I_2 R_{e2} \sin \varphi_2)^2}{(U_2 + I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2)^2} \right]^{1/2} \quad (2.231)$$

Tomando esta última, y desarrollándola conforme al teorema del binomio:

$$U_{12} = U_2 + I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2 + \frac{(I_2 X_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 R_{e2} \sin \varphi_2)^2}{2(U_2 + I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2)} \quad (2.232)$$

donde se han despreciado los términos de segundo orden y superiores. Reemplazando la (2.232) en la (2.229), y operando:

$$r = \frac{I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2}{U_2} + \frac{(I_2 X_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 R_{e2} \sin \varphi_2)^2}{2 U_2 (U_2 + I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2)} \quad (2.233)$$

Como $U_2 = I_2 \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2$ difiere poco de U_0

$$r = \frac{I_2 R_{e2} \cos \varphi_2 + I_2 X_{e2} \sin \varphi_2}{U_2} + \frac{(I_2 X_{e2} \cos \varphi_2 - I_2 R_{e2} \sin \varphi_2)^2}{2 U_2^2} \quad (2.234)$$

$$r = \frac{I_2 R_{e2} \cos \varphi_2}{U_2} 100 + \frac{I_2 X_{e2} \sin \varphi_2}{U_2} 100 + \frac{(I_2 X_{e2} \cos \varphi_2 - I_2 R_{e2} \sin \varphi_2)^2}{2 U_2^2} 100 \quad (2.235)$$

Esta fórmula puede escribirse más simplificada, teniendo en cuenta que

$$Q_R = \frac{I_2^2 R_{e2}}{U_2} 100 = \text{caída porcentual por resistencia}$$

$$Q_X = \frac{I_2^2 X_{e2}}{U_2} 100 = \text{caída porcentual por reactancias}$$

$$r = Q_R \cos \varphi_2 + Q_X \sin \varphi_2 + \frac{(Q_X \cos \varphi_2 - Q_R \sin \varphi_2)^2}{200} \quad (2.236)$$

La (2.236) es la propuesta por normas para el cálculo de la regulación, y es el porcentaje de variación de U_2 entre los estados de vacío y de plena carga. Por supuesto, se trata de los módulos. La caída porcentual total vale:

$$\epsilon = \frac{Z_{e2} I_2}{U_2} 100 = \sqrt{Q_R^2 + Q_X^2} \quad (2.237)$$

Cuando la carga es capacitiva, puede resultar que la regulación resulte negativa y en ese caso tendremos subtensión.

En la figura 2.86 damos una idea de los valores entre los cuales suele encontrarse la regulación

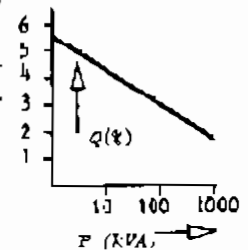
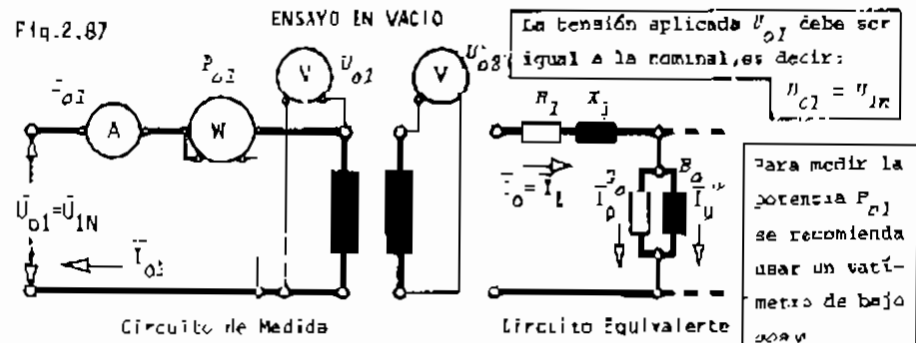


Fig. 2.86

2.2.17.- MEDICION DE LAS CONSTANTES.- Describiremos a continuación, los principales ensayos mediante los cuales se pueden determinar las constantes.

MEDICION DE LA RELACION DE TRANSFORMACION

Fig. 2.87



Se mide con suficiente aproximación conectando el transformador a vacío, como vemos en figura 2.87, por medio de la medida de las tensiones primaria y secundaria. Vale:

$$k = \frac{U_{01}}{U_{02}}$$

(2.238)

La medición conviene hacerla con voltímetros de alta resistencia interna, para que las tensiones sean suficientemente iguales a las fuerzas electromotrices, siguiendo a las ecuaciones (2.163a) y (2.163b). Si los voltímetros son de alta resistencia interna, las corrientes I_1 y I_2 serán despreciables.

ENSAYO A VACIO

Con el circuito de medida de la figura 2.87, el circuito sustitutivo de transformador será el que aparece a la derecha de esa figura, partiendo del de figura 2.7]. Para ese estado de marcha, la potencia absorbida vale:

$$P_0 = I_0^2 R_1 + P_{Fe} \quad (2.239)$$

que ya vimos en (2.147) y repetimos por comodidad. La resistencia R_1 se debe medir previamente con cualquiera de los métodos conocidos: puentes o método del voltímetro y amperímetro. Por lo tanto, se determina fácilmente:

$$I_P = \frac{P_{Fe}}{U_{10}} \quad (2.240)$$

que proviene de la (2.145) adaptada. De la (2.144) sale:

$$I_{10} = \sqrt{I_0^2 + I_P^2} \quad (2.241)$$

Aceptando que $B_1 \approx B_2$ y recordando las (2.147a) y (2.147b), y de la (2.170):

$$G_{01} = \frac{I_P}{U_2} \quad (2.242)$$

$$B_{01} = \frac{I_0}{U_1} \quad (2.243)$$

$$Y_{01} = \frac{I_0}{U_1} \quad (2.244)$$

ENSAYO EN CORTO CIRCUITO

Se conecta el transformador con el secundario cortocircuitado con una resistencia suficientemente pequeña ($R_2 \approx 0$), como puede ser un conductor suficientemente grueso y se aplica en el primario una tensión reducida. En la práctica, para evitar inconvenientes, se aplica tensión por medio de un adecuado regulador, gradualmente, comenzando desde tensión nula. En la figura 2.88 vemos el circuito de medida y a la derecha del mismo, el circuito equivalente en

ENSAYO EN CORTO CIRCUITO

La corriente aplicada I_{1cc} debe ser igual a la nominal, es decir: $I_{1cc} = I_{1N}$

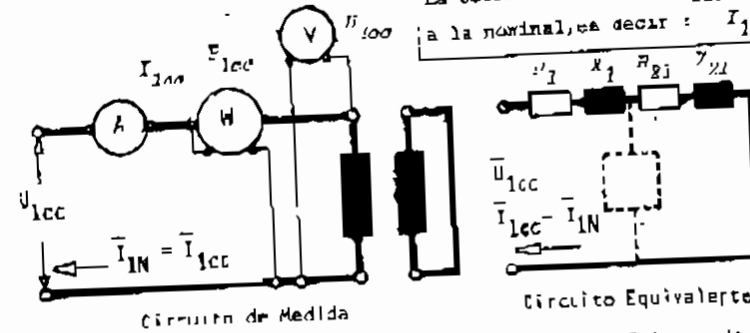


Fig 2.88

esa condición de funcionamiento. Puede notarse que el brazo de excitación se ha omitido, porque como este ensayo se hace con tensión muy reducida, la corriente a vacío I_0 no tiene importancia. Como las corrientes en este circuito son las nominales, las pérdidas en el cobre también lo serán, de donde obtenemos:

$$P_{c1} = \frac{P_{med}}{I_{1cc}^2} \quad (2.245)$$

donde R_{e1} es el valor de la (2.231), la resistencia equivalente reducida al primario. Por observación del circuito, y simple ley de Ohm, tenemos:

$$R_{e1} = \frac{U_{c1}}{I_{1cc}} \quad (2.246)$$

Por la (2.203), para los módulos sale:

$$U_{c1} = \sqrt{Z_{e1}^2 - R_{e1}^2} \quad (2.247)$$

Prácticamente, en todos los transformadores bien diseñados se cumple que:

$$R_1 = R_{e1} \quad (2.247a)$$

$$X_1 = X_{e1} \quad (2.247b)$$

Por lo tanto, podemos determinar las siguientes magnitudes.

$$r_1 = \frac{R_{e1}}{2} \quad (2.248a)$$

$$x_1 = \frac{X_{e1}}{2} \quad (2.248b)$$

Del mismo modo:

$$X_1 = \frac{X_{e1}}{2} \quad (2.249a)$$

$$X_2 = \frac{X_{e2}}{2 k^2} \quad (2.249b)$$

RESUMEN DE LOS ENSAYOS

Si repasamos las fórmulas (2.238), (2.242), (2.243), (2.244), (2.248a), (2.248b), (2.249a) y (2.249b) podemos apreciar que por medio de los ensayos estudiados, es posible obtener todos los parámetros del circuito equivalente, mediante procedimientos sencillos. Este es el método recomendado por las normas.

♦ 2.2.18.- **ESFUERZOS MECANICOS.**— Cuando por dos conductores suficientemente próximos circulan corrientes, aparecen en ellos esfuerzos que les solicitan tratando de alejarlos o acercarlos, según sea el sentido relativo de las corrientes. Es por esta razón que las espiras de una bobina tienden a juntarse y apretarse entre sí, con tendencia a tomar la bobina la forma circular si es que no la tiene. Pero en los transformadores tenemos la bobina primaria y la secundaria, dispuestas en forma muy variada. La corriente primaria es de sentido aproximadamente opuesto a la secundaria, según se pue-

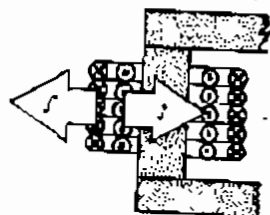


Fig. 2.89

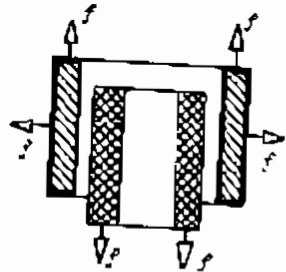


Fig. 2.90

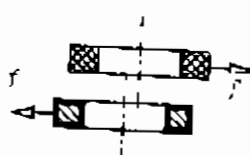


Fig. 2.91



Fig. 2.92

de ver en los diagramas de vectores armónicos, las bobinas tienden a repelerse. En la figura 2.89 hemos esquematizado una columna de un transformador, en que se muestra lo dicho. Ante la bobina

primaria como la secundaria se ha supuesto de una capa y cinco espiras por capa y hemos indicado la dirección de la fuerza actuante. Es muy natural que, por construcción, nunca se pueda lograr una total y absoluta simetría y entonces aparecen esfuerzos que tienden a provocar desplazamientos entre ellas y que en definitiva propenden a desarmar el conjunto. Estos esfuerzos por asimetría son absorbidos por los órganos de fijación de las bobinas, como los que habíamos mostrado en figura 2.47. En las figuras 2.90, 2.91 y 2.92 representamos tres casos muy corrientes de asimetrías, dibujadas en forma exagerada para ponerlas más en evidencia.

Cuando sucede un corto circuito, es el momento más crítico en este tipo de asimetría. Cuando las protecciones de una red o instalación actúan sacando de servicio la parte averiada o con problemas, no se puede evitar que se cumplan todavía algunas alternancias. Durante esos ciclos de la corriente alterna que todavía se producen cuando los interruptores se están abriendo, los valcores de la corriente son los de la falla, es decir, los del cortocircuito, que pueden ser varias veces superiores a los nominales. Como sabemos por física, los esfuerzos electrodinámicos entre corrientes son función del cuadrado de los valores de éstas. Por lo tanto, los esfuerzos entre bobinas - y entre espiras de una misma bobina - son proporcionales al cuadrado de las corrientes. Si esas corrientes suben transitoriamente durante el cortocircuito a varias veces los valores normales, es fácil imaginar que las sollicitaciones mecánicas pueden alcanzar valores desproporcionados, suficientes como para producir alteraciones estructurales. En algunos casos de cortocircuitos violentos, el interior de los transformadores queda inutilizado, o por lo menos, en condiciones de requerir ser desarmado y revisado. Si el accidente produce rotura de conductores, el fenómeno puede estar acompañado de chispas internas, con el peligro de incendio.

♦ 2.2.19.- **AUTO-TRANSFORMADORES.**— El autotransformador es un transformador de conexión particular, que cumple idénticas funciones, con algunas ventajas e inconvenientes. Su tratamiento teórico es diferente y para explicarlo acudiremos

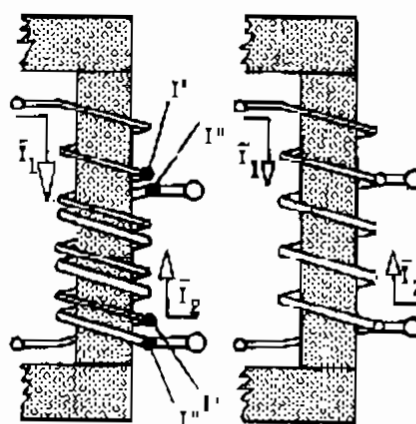


Fig. 2.93

a la figura 2.93. Se dibujó la columna derecha de un núcleo "a ventana" como el de la parte central de figura 2.34, y el primario y el secundario se consideraron colocados en esa columna. Del primario seleccionamos dos terminales I' y I'' en forma que su número de espiras sea igual al del secundario de terminales I''' y I''' y el bobinado de ambos sea concordante. Como las tensiones que recogeríamos entre terminales I'-I' y I'''-I''' deben ser las mismas, por ser el mismo el número de espiras, no hay inconveniente alguno en unir los pares de terminales I' con I''' de cada extremo.

De ese modo pasamos a la configuración de la derecha de figura 2.93, ya que tendríamos dos arrollamientos de igual tensión en paralelo y de igual número de espiras, que pueden perfectamente ser reemplazados por uno solo. El conjunto así generado, es lo que se llama *autotransformador*. Para su estudio más detallado, acudamos a la figura 2.94 en que lo representamos esquemáticamente, y

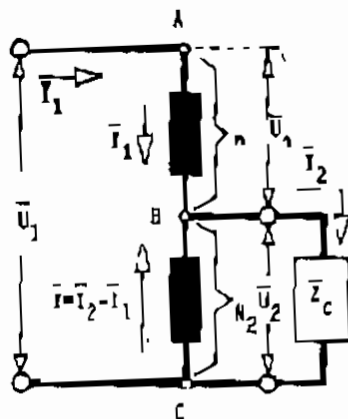


Fig. 2.94

marcamos todos sus valores interesantes. En el tramo BC que resulta común a primario y secundario, la corriente será la *diferencia* entre $I_2 - I_1$, porque las corrientes primaria y secundaria son aproximadamente opuestas, como se vio en los diagramas de fasores de figuras 2.66, 2.67 y 2.68. Al despreciar la corriente de vacío, estamos admitiendo una hipótesis simplificada, lo que es perfectamente lícito. En el autotransformador, debe cumplirse la (2.169), es decir:

$$\frac{U_1}{U_2} \sim \frac{I_2}{I_1} \sim \frac{n_2}{n_1} = k \quad (2.25D)$$

Para obtener conclusiones de tipo general - suficientes para estudiar el autotransformador - despreciemos la corriente magnetizante y la de pérdidas y trabajemos con valores absolutos. Puede hacerse el estudio vectorial riguroso, pero no se justifica para esta máquina. Teniendo el único circuito eléctrico dos tramos, es justo pensar que para las fuerzas magnetomotrices:

$$I_1 n_1 = I n_2 \quad (2.251)$$

siendo la corriente I la que existe en el tramo común de bobinado, que hace las veces de secundario y de parte del primario. Su valor es:

$$I = I_2 - I_1 \quad (2.252)$$

como ya hemos dicho más arriba. A su vez, por construcción:

$$n + n_2 = n_1 \quad (2.253)$$

Si el transformador es reductor, como en figura 2.94, $I_2 > I_1$. Reemplazando

$$I_1 / n_1 - n_2 = (I_2 - I_1) / n_2 \quad (2.254)$$

De donde sale:

$$\frac{I_2}{I_1} = k \quad (2.255)$$

$$\frac{I}{I_1} = k - 1 \quad (2.256)$$

$$\frac{I}{I_2} = \frac{k - 1}{k} = 1 - \frac{1}{k} \quad (2.257)$$

Por razonamientos análogos, para las tensiones obtenemos:

$$\frac{U_1}{U_2} = k \quad (2.258)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n}{n_2} = \frac{k - 1}{k} \quad (2.259)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = k - 1 \quad (2.260)$$

El autotransformador también tiene su circuito equivalente, que resulta idéntico al de figura 2.72. Agreguemos que un transformador común se puede conectar como autotransformador, y en figura 2.95 vemos la forma de hacerlo.

Estudiamos ahora un hecho de importancia en este tipo de máquina. La potencia que entrega el secundario, la aparente, es:

$$U_2 I_2 \quad (2.261a)$$

mientras que la potencia puesta en juego en el bobinado secundario vale:

$$U_2 I \quad (2.261b)$$

Esta última es la potencia que se transforma por *acc. electromagnética* es decir, la potencia de *dimensionado*. La diferencia relativa será:

$$\frac{U_2 I_2 - U_2 I}{U_2 I_2} = 1 - \frac{I}{I_2} = \frac{1}{k} \quad (2.262)$$

Esta es la potencia que *para directamente en transformaciones*. Por supuesto que si el punto B de la figura 2.94 tiende hacia el punto A, k tiende al valor unitario. En el límite, cuando $k = 1$ toda la potencia pasa sin transformarse, y en ese caso, no haría falta la máquina. La potencia de *dimensionado* vale:

$$I_2 - I = I \frac{U_2}{U_1} = U_2 I_2 \frac{k - 1}{k} = U_2 I_2 \left(1 - \frac{1}{k} \right) \quad (2.263)$$

En base a todas estas consideraciones, el autotransformador presenta.

Ventajas del autotransformador

- Menor costo
- Menor tamaño
- Mayor rendimiento
- Mayor regulación
- Menor corriente de vacío

Inconvenientes del autotransformador

- Mayor corriente de cortocircuito
- Empalme eléctrico entre primario y secundario

Los inconvenientes limitan bastante la aplicación del autotransformador, sobre todo, en redes importantes, o en sistemas eléctricos de alta potencia. En potencias pequeñas, es muy utilizado.

2.2.20.- TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS.- Todo lo estudiado hasta aquí, corresponde al transformador monofásico. Pero como son muy comunes las transformaciones trifásicas, debemos desarrollarlas, las que podemos clasificarlas, en la forma que sigue:

- A) Con tres transformadores monofásicos (a flujos independientes)
- B) Con un transformador trifásico (a flujos vinculados)

En la figura 2.96 hemos dibujado tres transformadores monofásicos, con sus primarios en estrella y sus secundarios en triángulo. Mediante este grupo es posible transformar una red trifásica primaria de una tensión, en otra red trifásica de diferente tensión. Es fácil observar que son necesarias tres máquinas. Esta disposición se emplea en grandes estaciones transformadoras, en que el factor seguridad es muy importante. Mediante este tipo de conexión es posible instalar los tres transformadores y tener un cuarto de reserva. En caso de avería de una fase, el forma rápido se reemplaza por el de reserva. La inversión inicial de 4 monofásicos es menor que 2 trifásicos para igual potencia, aunque 2 monofásicos son más caros que uno trifásico de igual potencia.

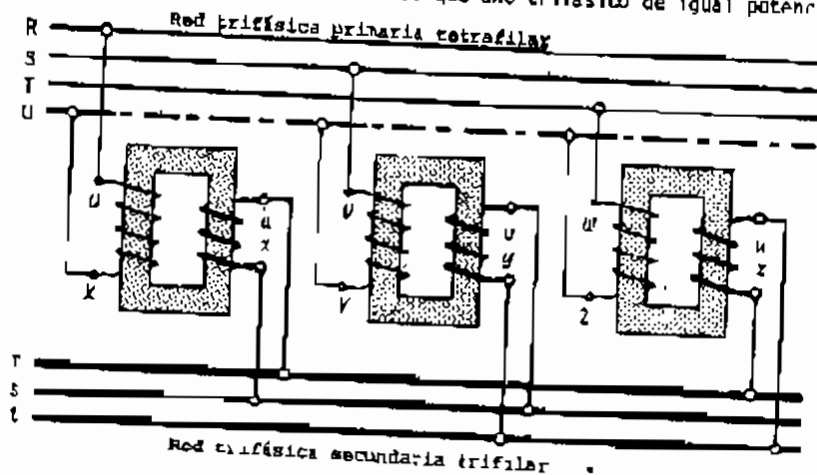


Fig. 2.96

En la figura 2.97 vemos el esquema de un transformador trifásico, que - desde el punto de vista eléctrico - es completamente equivalente. Veamos de donde deriva esta disposición. En la figura 2.98 mostramos con simples trazos rectos, tres núcleos de tres transformadores monofásicos. Si los acercamos convenientemente, tres de las columnas que quedan en el centro, las podríamos considerar una sola. Tratándose de circuitos trifásicos simétricos y equilibrados, sabemos que la suma de las corrientes en cada instante, es constantemente nula. Por lógica consecuencia, el flujo magnético de las tres columnas centrales reunidas, será constantemente cero, y no tiene razón de ser la existencia del sustento material, es decir, esa parte del circuito magnético se elimina. Es lo que se ve en parte central de la figura 2.98. Como esa forma daría lugar a una cuba circular, poco práctica, se ha decidido "aplanar" el conjunto, resultando la forma de figura 2.98 a la derecha.

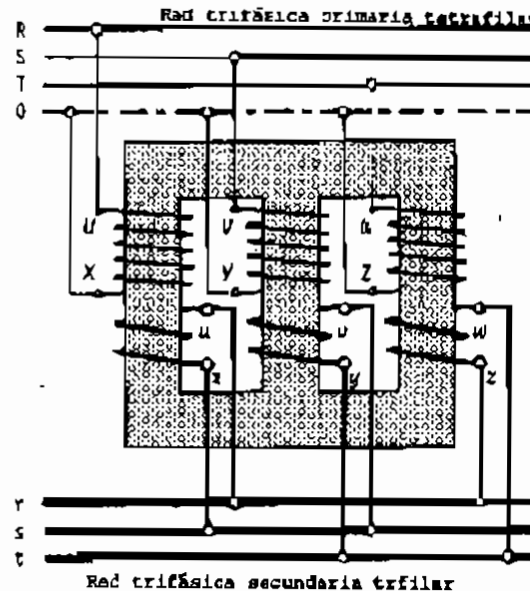


Fig. 2.97

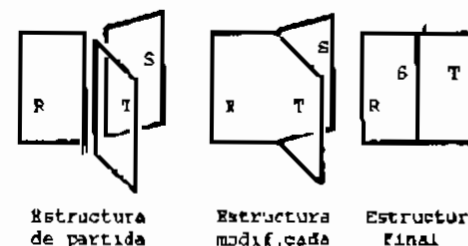


Fig. 2.98

Esa configuración, origina el núcleo de figura 2.97. El único defecto, si así se le puede llamar, es que los circuitos magnéticos de las tres fases no son totalmente iguales. En la figura 2.99 podemos ver esa desigualdad.

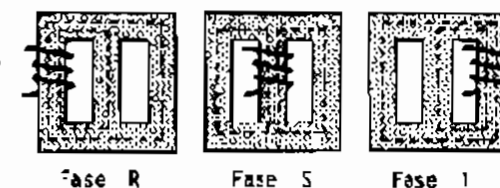


Fig. 2.99

Otro tipo de transformador trifásico, es el de figura 2.100, en que el núcleo se denomina "acorazado", en oposición al anterior que se llama "a ventana", por simple analogía con los monofásicos vistos en figura 2.34.

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

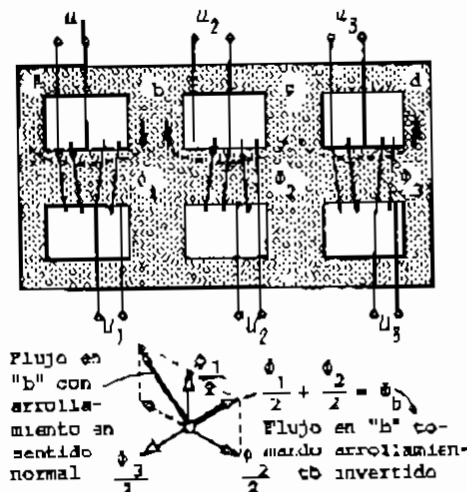


Fig. 2.100

Para potencias muy grandes, se emplean los transformadores "a cinco columnas", en que se logra la total igualdad de los circuitos magnéticos de las tres fases. El esquema es el de figura 2.101.

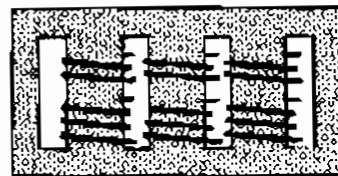


Fig. 2.101

• 2.2.21.- CONEXIONES NORMALIZADAS.- Las transformaciones trifásicas son muy importantes. Como hemos comentado, se pueden hacer por medio de tres transformadores monofásicos, conjunto llamado también banco de transformadores o por medio de un transformador trifásico. El transformador trifásico resulta más económico y menos voluminoso que los tres monofásicos, pero éstos dan más flexibilidad al sistema en caso de averías.

La importancia de las conexiones trifásicas ha obligado a normalizarlas, tomando como referencia, no sólo la forma de conectar el primario y el secundario, sino también, la orientación relativa de los ejes de tensiones entre ellos. El desfase angular señala el retardo de la baja tensión respecto de la alta, tomando como orden cíclico $U \rightarrow V \rightarrow W$. En la figura 2.102 de la página siguiente, tenemos el cuadro completo de las conexiones trifásicas normalizadas, acompañadas de los diagramas fasoriales en cada caso, para primario y secundario. Se indica en cada conexión, las letras características de las normas.

La denominación normalizada que figura a izquierda, recuadrada, permite dividir a las conexiones en 4 grandes grupos: 0; 6; 5 y 11. Por una simple convención, estos números corresponden a los horas de un reloj que evoluciona en la dirección de las agujas de tensión primaria y secundaria. Se

CONEXIONES NORMALIZADAS DE TRANSFORMADORES TRIFASICOS

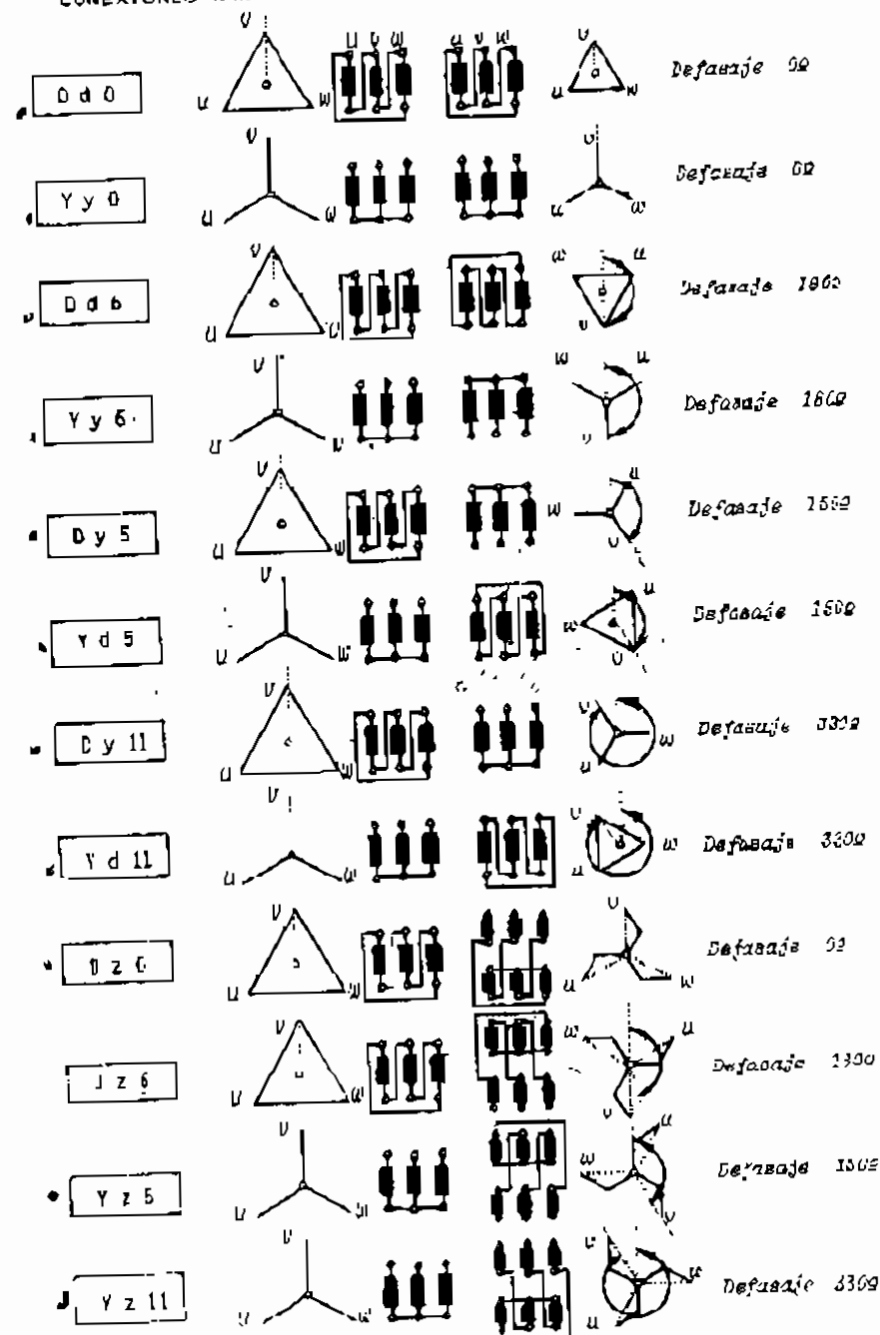


Fig. 2.102

observa que para cada grupo, hay un desfase característico entre vectores de primario y secundario.

Hagamos notar que las cuatro últimas conexiones tienen como particularidad, que su secundario está dividido en dos partes iguales. Es la conexión que se denomina en "zig-zag", cuyas particularidades se pueden ver en el párrafo siguiente. Se emplean en redes trifásicas de iluminación con fuertes desequilibrios, ya que una carga monofásica muy diferente a la de las otras dos fases, repercute sobre las fases primarias. En verdad, transfiere una carga monofásica, sobre dos primarias, repartiendo sus efectos.

En general, las conexiones normalizadas son muy apreciadas por los ingenieros que proyectan y operan grandes redes de potencia, en donde es muy frecuente tener que poner transformadores en paralelo. Obsérvese que en las conexiones del grupo 0, el desfase entre bornes homólogos, es precisamente 0° . Entre las del grupo 6 es de 180° . Entre las del grupo 3 es de 150° . Y finalmente, entre las del grupo 11 es de -30° .

♦ 2.2.22 - ALGO MAS SOBRE CONEXIONES TRIFASICAS.- En la figura 2.103 podemos ver la conexión "zig-zag" que ya hemos comentado más arriba. Raóne la

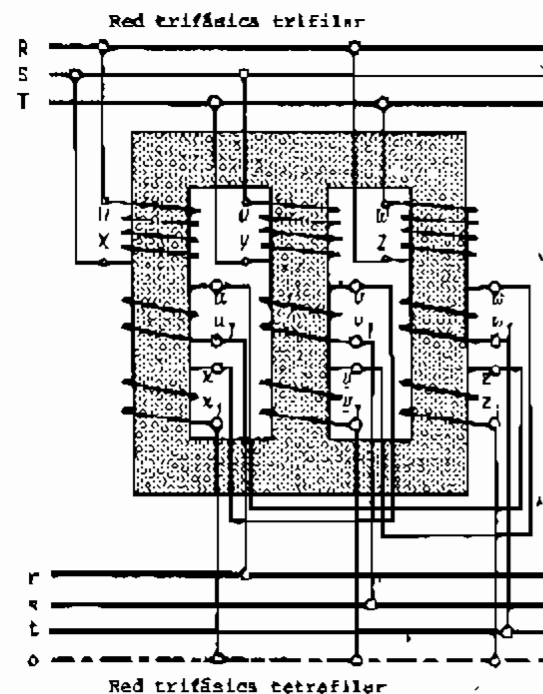
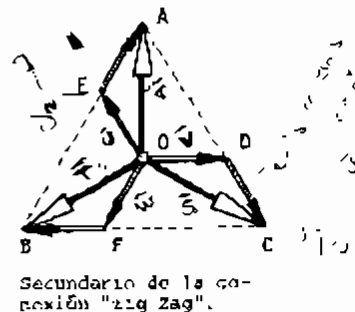


Fig. 2.103

buena cualidad de disponer de neutro para el secundario, y algunas dificultades que presenta la conexión en estrella-estrella. El transformador es algo más costoso, ya que cada secundario, debe estar dividido en dos partes iguales, con todas sus conexiones de fácil acceso. Obsérvese atentamente que, el fin



Secundario de la conexión "zig Zag".

Fig. 2.104

de una semi-fase secundaria (punto w) se corecta con el principio de la fase siguiente (punto v), y así sucesivamente, en orden cíclico. Por esa razón, los valores de las segundas, deben tomarse con signo opuesto. En la figura 2.104, vemos la disposición de los fasores de tensiones secundarias. Si el vector $\vec{OE}$ nos representa la tensión entre terminales x_2-x_1 , le debemos sumar el vector $\vec{OF}$ pero cambiado de signo, o sea $\vec{EA}$, que proviene de terminales de nombre x_1-x_2 , para formar el vector $\vec{OA}$ que ha de representar la tensión de fase secundaria $o-x$ y así sucesivamente. De acuerdo a este diagrama de figura 2.103, la tensión de fase en zig-zag es:

$$U_x = \frac{U_2}{2} \cos 30^\circ \quad (2.264)$$

La tensión de línea resultante para el secundario en zig-zag es:

$$U = \sqrt{3} U_x \quad (2.265)$$

Por reemplazo sale:

$$U = \sqrt{3} U_x = \sqrt{3} U_2 \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{2} U_2 \quad (2.266)$$

Vemos ahora algo sobre la conexión estrella-estrella, que corresponde a las notaciones normalizadas $Yy0$ o $Yy6$, de figura 2.102, con ayuda de las figuras 2.105 y 2.106. En la primera, tenemos las conexiones del transformador en

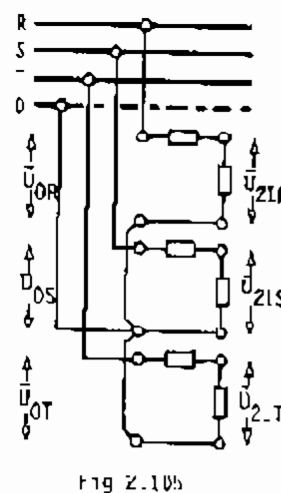


Fig. 2.105

conexión estrella-estrella, por medio de sus circuitos equivalentes, fase por fase, y partiendo de la máxima simplificación de figura 2.72 abajo. Trabajando con circuitos simétricos y equilibrados, la tensión por devanado es $\sqrt{3}$ veces menor que la de la línea. Esto hace que, si se trata de altas tensiones, el bobinado se pueda hacer para menor tensión y más intensidad. Vale decir, de mayor sección de cobre, facilitando las aislaciones, y resultándonos más robusto para los casos de cortocircuitos. Esta conexión permite tomar los neutros en los dos extremos. En la figura 2.105 hemos colocado, en cada fase, una impedancia genérica de carga. El diagrama de fasores de figura 2.106,

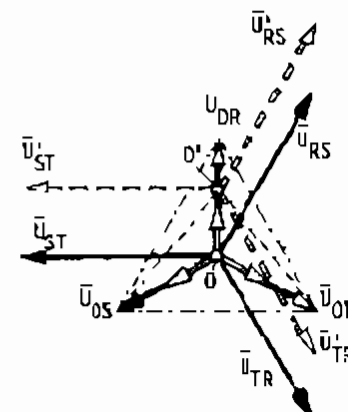


Fig. 2.106

El diagrama de fasores de figura 2.106,

corresponde a carga óhmica pura en las tres fases, ejemplo que no quita generalidad al razonamiento. Si las tres fases son idénticas, el centro de la estrella estará a un potencial tal, que el punto O de la figura 2.106 quedará en el baricentro del triángulo equilátero, como recordamos de figura 1.95 en el libro I "Circuitos". Si el primario tiene el neutro aislado y ahora la carga es desequilibrada, el punto O se correrá a otra posición O' en la figura 2.106. Para el caso límite extremo en que la carga de esa fase sea totalmente nula, el punto O llegará al extremo del vector $\vec{U}_{OR}$, en cuyo caso la tensión de esa fase será nula, mientras que la tensión de las dos restantes se hará igual a la tensión de línea, en valor absoluto. Se aprecia así que, en caso de producirse un cortocircuito directo en una fase, se corre el riesgo de que en las otras dos fases, la tensión aumente hasta el valor de línea, es decir, $\sqrt{3}$ veces mayor. Trabajando en tensiones muy altas, esta sobre-elevación puede ser inadmisible. Queda así dicho que, con neutro aislado, es conjunto es inestable, ya que cualquier desequilibrio en las cargas, se transforma en un corrimiento del centro de estrella, con posibilidad de sobre-elevación de tensión, que en redes de extra alta tensión, no es recomendable. Esta dificultad puede resolverse conectando el neutro a tierra, lo que cumple la función, para caso de falla o avería, de conductor neutro. Además, con neutro aislado, estos fenómenos dependen mucho del tipo de transformador (trifásico 3 columnas, trifásico 5 columnas, 3 monofásicos). Siempre tratando la conexión estrella-estrella, estudiemos otro fenómeno importante. La tensión proveniente de los generadores no es rigurosamente una sinusoide, sino una poliarmonica, como vimos en la (1.12) del libro I "Circuitos". Aplicando a un caso trifásico como el que tratamos, que son las fórmulas vistas en el libro I "Circuitos", con números (1.448a), (1.448b) y (1.448c), que repetimos por comodidad:

$$u_{OR} = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t + \sqrt{2} U_3 \sin 3\omega t + \sqrt{2} U_5 \sin 5\omega t + \dots \quad (2.267a)$$

$$u_{OS} = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2} U_3 \sin 3(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2} U_5 \sin 5(\omega t - 120^\circ) + \dots \quad (2.267b)$$

$$u_{OT} = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2} U_3 \sin 3(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2} U_5 \sin 5(\omega t + 120^\circ) + \dots \quad (2.267c)$$

En la tensión aplicada se observa la aparición de las armónicas, de las que por lo regular, prevalece la tercera, y ésta a su vez, hace su aparición en la tensión secundaria. Desafortunadamente, las corrientes que originan las terceras armónicas cuando el secundario tiene el neutro conectado están en fase, como ya lo hemos demostrado en la (1.447) del libro I "Circuitos". Efectivamente:

$$i_{OP3} = \frac{u_{OR3}}{Z_{R3}}; i_{OS3} = \frac{u_{OS3}}{Z_{S3}}; i_{OT3} = \frac{u_{OT3}}{Z_{T3}} \quad (2.268)$$

La corriente en el neutro de la red secundaria tomará el valor:

$$i_{OR3} + i_{OS3} + i_{OT3} = i_{O3} \quad (2.269)$$

Por lo tanto:

$$i_{O3} = 3 \sqrt{2} I_3 \sin 3\omega t \quad (2.270)$$

Se aprecia así que por el neutro del secundario circula una corriente de triple frecuencia, que ocasiona inconvenientes en instalaciones de comunicaciones. Otro fenómeno a considerar es el de las corrientes a vacío. Por lo estudiado en el libro I "Circuitos" de esta colección, tema 1.7.5., sabemos que la corriente que toma un núcleo ferromagnético está fuertemente deformada, por tratarse de núcleos ferromagnéticos en corriente alterna. Las corrientes a vacío podrían tener expresiones del siguiente tipo:

$$i_{OR0} = \sqrt{2} I_{10} \sin \omega t + \sqrt{2} I_{30} \sin 3\omega t + \dots \quad (2.271a)$$

$$i_{OS0} = \sqrt{2} I_{10} \sin(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2} I_{30} \sin 3(\omega t - 120^\circ) + \dots \quad (2.271b)$$

$$i_{OT0} = \sqrt{2} I_{10} \sin(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2} I_{30} \sin 3(\omega t + 120^\circ) + \dots \quad (2.271c)$$

Si existe el conductor neutro en el primario, ese hilo transporta una corriente de expresión semejante a la (2.270), pero para la corriente de vacío de ese sistema eléctrico, con los mismos efectos desfavorables sobre las instalaciones electrónicas.

Inversamente, si la red primaria no está provista de neutro, la suma de las expresiones (2.271a), (2.271b) y (2.271c) debe ser forzosamente nula, trasladando la deformación a los flujos magnéticos y a las tensiones, con la aparición de peligrosos picos de sobretensión que comprometen las aislaciones internas.

Resumiendo. Si no tenemos hilo neutro ni en el primario ni en el secundario, una carga desequilibrada ocasionaría en esta conexión, un desequilibrio en las tensiones de fase, pudiendo alcanzar valores peligrosos en el transcurso de una avería. Si tenemos hilo neutro en el secundario, por el mismo han de circular corrientes de tercera armónica, muy desfavorables. Si tenemos hilo neutro en el primario, al no existir válvula de escape para las terceras armónicas de la corriente de vacío, hay deformaciones en el flujo, con aumento de pérdidas en el hierro y sobretensiones perjudiciales. Si tenemos hilos neutros en el primario y en el secundario, se producen también los efectos de la tercera armónica.

Se observa así que las terceras armónicas son uno de los principales defectos de esta conexión, que cede otros ángulos, es muy aceptable. Para su eliminación

se ha ideado el *arrollamiento terciario*, que es un conjunto de tres bobinas adicionales, a razón de una por fase, que se conectan en triángulo. En la figura 2.107 se ve el esquema de un transformador trifásico conectado estrella-estrella, al que se le agregó un terciario en triángulo. Para estudiar el efecto que produce este juego de arrollamientos así conectados, en la figura 2.108 muestra-

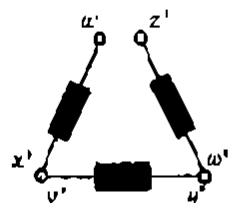


Fig. 2.108

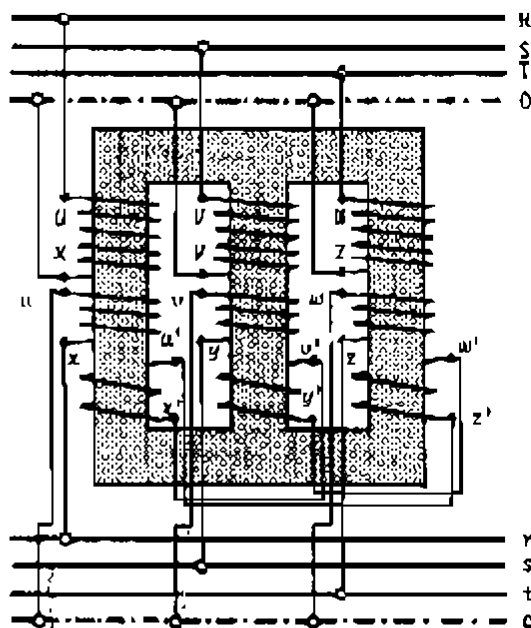


Fig. 2.107

mos en triángulo, pero provisoriamente abierto. En cada una de sus bobinas se induce una fuerza electromotriz, que origina en sus terminales las tensiones:

$$u_{u'x'} = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t + \sqrt{2} U_3 \sin 3\omega t + \dots \quad (2.272a)$$

$$u_{v'y'} = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2} U_3 \sin 3(\omega t - 120^\circ) + \dots \quad (2.272b)$$

$$u_{w'z'} = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2} U_3 \sin 3(\omega t + 120^\circ) + \dots \quad (2.272c)$$

La tensión entre terminales u' y z' será:

$$u_{u'z'} = u_{u'x'} + u_{v'y'} + u_{w'z'} \quad (2.272d)$$

Que resulta:

$$u_{u'z'} = 3 \sqrt{2} U_3 \sin 3\omega t \quad (2.272e)$$

Si se cierra el triángulo, circula por el mismo una corriente de tercera armónica, que resulta circunscrita a esos bobinados, quedando el transformador exento de ese tipo de perturbación. El arrollamiento terciario constituye un verdadero cortocircuito para las frecuencias triples. Estos bobinados representan un costo que casi siempre queda compensado y el sistema de tensiones producido por él, puede emplearse para producir servicios auxiliares en subestaciones.

Tratemos ahora algo sobre la conexión triángulo-triángulo, que normalmente sabemos es la Dd0 y la Dd6 de la figura 2.102, con ayuda de las figuras que llevan los números 2.109 y 2.110. Tiene el inconveniente de no permitir el uso del neutro y resultan bobinados parciales de tensiones más elevadas, necesiándose más espiras pero de conductor más delgado que en la conexión estrella-11a. En cambio, si se trata de potencias elevadas con fuertes corrientes, la

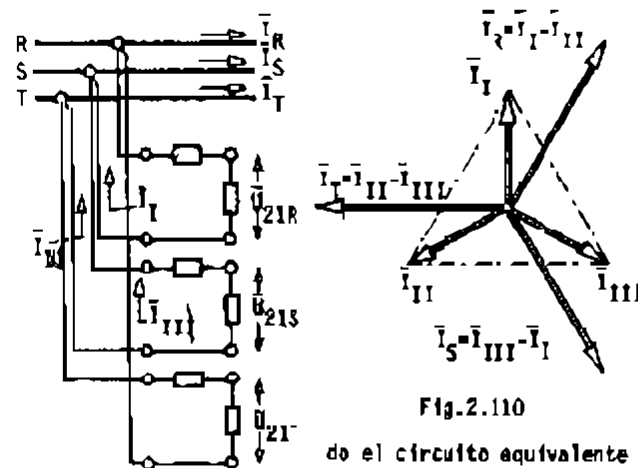


Fig. 2.109

Fig. 2.110

menor corriente de fase origina un arrollamiento de sección más moderada. Antepos como ventaja, que permite la anulación de las armónicas terceras y que en emergencias, puede trabajar en "V" forma muy particular que veremos. En la figura 2.109 tenemos el esquema de conexiones, usando el circuito equivalente aproximado de la parte inferior de figura 2.72. En la figura 2.110 enseñamos el diagrama de las corrientes. Conociendo las corrientes en las fases $\bar{I}_I$, $\bar{I}_{II}$ y $\bar{I}_{III}$ y las impedancias que resultan para cada una de ellas $\bar{Z}_I$, $\bar{Z}_{II}$, $\bar{Z}_{III}$, se puede establecer

$$\bar{Z}_I \bar{I}_I + \bar{Z}_{II} \bar{I}_{II} + \bar{Z}_{III} \bar{I}_{III} = 0 \quad (2.273)$$

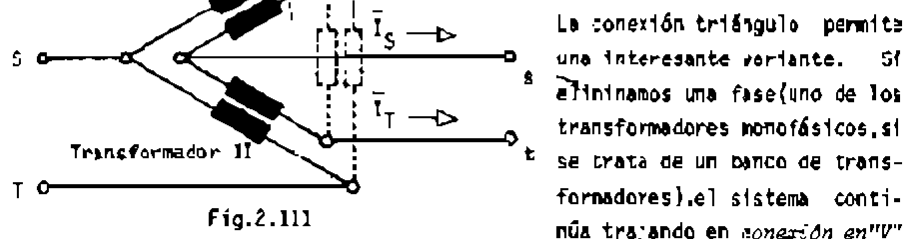


Fig. 2.111

La conexión triángulo permite una interesante variante. Si eliminamos una fase (uno de los transformadores monofásicos, si se trata de un banco de transformadores), el sistema continúa trabajando en "V" como se aprecia en figura 2.111, también llamada *triángulo abierto*, a condición de reducir su potencia. Esta forma de conexión se puede aprovechar en dos formas, a saber. Una, para que en caso de accidente, se separe del conjunto uno de los transformadores monofásicos averiado, sin dejar de prestar el servicio. La otra, instalar en principio sólo dos transformadores monofásicos y a medida que la demanda aumenta, instalar el tercero. Con ello se reduce la inversión inicial

Funcionando en "V", para las corrientes se tiene:

$$\bar{I}_{III} = 0 \quad (2.274a)$$

$$\bar{I}_I = -\bar{I}_R \quad (2.274b)$$

$$\bar{I}_{II} = +\bar{I}_T \quad (2.274c)$$

Si primitivamente (triángulo completo) el transformador I estaba capacitado para proveer I_n como corriente de fase, la corriente de línea podía llegar a ser $\sqrt{3} I_n$. Funcionando en "V", o a "triángulo abierto", la corriente de línea no puede pasar del valor I_n , por ser éste el valor nominal de esa máquina. La capacidad del conjunto se ha visto reducida a $I_n/\sqrt{3} I_n$, o sea, al 58 % de la primitiva, cuando es triángulo estaba completo.

Desde otro punto de vista, la potencia aparente suministrada trabajando en "V" es de $\sqrt{3} U I_n$, cuando las dos máquinas, separadamente, podrían suministrar una potencia de $2 U I_n$, con lo que se deduce que la capacidad disminuye al 86,6%. Se requerirá, en consecuencia, el 115 % en la potencia nominal instalada, para cumplir el servicio. Sintetizando:

Trabajando a triángulo cerrado Dd

$$I = \sqrt{3} I_f \quad ; \quad P_D = \sqrt{3} U I \quad (2.275a)$$

Trabajando a triángulo abierto Vv

$$I = I_f \quad ; \quad P_V = U I \quad (2.275b)$$

Relación de potencias (utilización)

$$\frac{P_V}{P_D} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 58,8\% \quad (2.275c)$$

Potencia obtenida en Dd

$$P_D = \sqrt{3} U I \quad (2.275d)$$

Potencia obtenida de los dos transformadores, si trabajasen aislados, como monofásicos

$$P_D = 2 U I \quad (2.276)$$

Relación de potencias (aprovechamiento)

$$\frac{P_D}{P_D} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,15 \quad (2.277)$$

Para cerrar este capítulo, digamos algo sobre las conexiones estrella-triángulo y triángulo-estrella. La primera, la estrella-triángulo caracterizada por las

denominaciones normalizadas Yd5 y Yd11, son las indicadas para reducir tensiones en redes que no necesitan neutro. Tiene la ventaja que al tener uno de los dos arrollamientos en triángulo, quedan neutralizadas las terceras armónicas. No presenta graves inconvenientes en caso de trabajar con cargas desequilibradas. Permite la puesta a tierra del primario, en casos de alta tensión. La segunda, la triángulo-estrella que responde a las denominaciones Dy5 y Dy11, observamos que son apropiadas para elevar tensiones. Aquí también hay un arrollamiento en triángulo que cortocircuita las terceras armónicas y el conjunto tiene un buen comportamiento con cargas desequilibradas.

• 2.2.23.- RELACION DE TRANSFORMACION EN TRIFASICA.- Con las fórmulas tratadas (2.128) y (2.129), hemos visto o que se denomine *relación de espiras*, que vale en transformaciones trifásicas, pero sólo para cada fase. En este tipo de transformación, denominamos *relación de transformación* a la relación entre la tensión de línea primaria y la tensión de línea secundaria, en vacío. Es decir, la relación entre las tensiones compuestas, que puede ser diferente a la relación de espiras, conforme sea el tipo de conexión adoptado. Con las expresiones que sigue, podemos ver este tema, sin mayores explicaciones.

Estrella-estrella Yd0 y Yy6

$$x = \frac{\sqrt{3} E_1}{\sqrt{3} E_2} = \frac{\sqrt{3} N_1}{\sqrt{3} N_2} = x \quad (2.278a)$$

Triángulo-estrella Dy5 y Dy11

$$x = \frac{E_1}{\sqrt{3} E_2} = \frac{N_1}{\sqrt{3} N_2} = \frac{x}{\sqrt{3}} \quad (2.278b)$$

Estrella-triángulo Yd5 y Yd11

$$x = \frac{\sqrt{3} E_1}{E_2} = \frac{\sqrt{3} N_1}{N_2} = \sqrt{3} x \quad (2.278c)$$

Triángulo-triángulo Dd0 y Dd6

$$x = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = x \quad (2.278d)$$

En la conexión zig-zag hay que tener en cuenta algunas particularidades. Por ejemplo, si el secundario estuviese en estrella simple, con sus dos mitades en serie, se necesitaría para tener la tensión de fase dos veces la tensión de cada bobina parcial. Pero en zig-zag, para obtener la misma tensión de fase, es menester contar con un mayor número de espiras, debido a la disposición de los vectores, como vimos en figura 2.164. La relación resulta:

$$\alpha = \frac{\pi}{\sqrt{3}} = 1,155 \quad (2.279)$$

Esta relación indica que un transformador con sus secundarios divididos en dos partes, para poder trabajar en zig-zag, requiere un 15,5 % más de espiras que en caso de trabajar normalmente, con sus secundarios enteros. Veamos ahora la relación de tensión de la conexión zig-zag:

Estrella-zig-zag Yz5 y Yz11

$$r = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} E_1}{\frac{3}{2} E_2} = \frac{2 E_1}{\sqrt{3} E_2} = \frac{2}{\sqrt{3}} k \quad (2.280)$$

Triángulo-zig-zag Dz0 y Dz6

$$r = \frac{E_1}{\frac{3}{2} E_2} = \frac{2 E_1}{3 E_2} = \frac{2}{3} k \quad (2.281)$$

Con las fórmulas (2.275), (2.276), (2.277), (2.278), (2.80) y (2.281) hemos encontrado las relaciones de transformación de todas las conexiones normalizadas de la figura 2.102.

• 2.2.24.- CARGAS DESEQUILIBRADAS EN TRIFÁSICA.- Muchas transformaciones trifásicas pueden trabajar, en determinadas circunstancias, con una carga monofásica en su secundario. Por ello, suele ser interesante estudiar:

- Efecto de la carga secundaria, sobre las corrientes primarias.
- Efecto de la carga secundaria, sobre las tensiones de fase primarias.

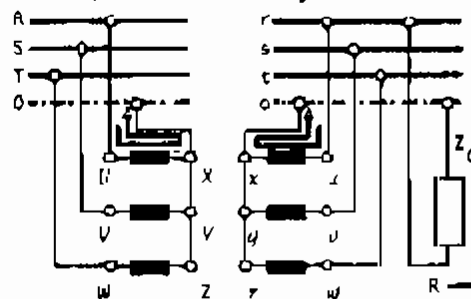


Fig. 2.112

tensiones de fase, no se alteran, y las corrientes de magnetización de cada fase, resultan poliharmónicas. En figura 2.113 se ha retirado el neutro del primario y conforme lo

Trataremos ahora los casos más significativos. En la figura 2.112 tenemos la conexión Yy con neutro en primario y secundario. Una corriente monofásica, origina una corriente de desequilibrio, en su respectiva fase. Transfiere el efecto. Las

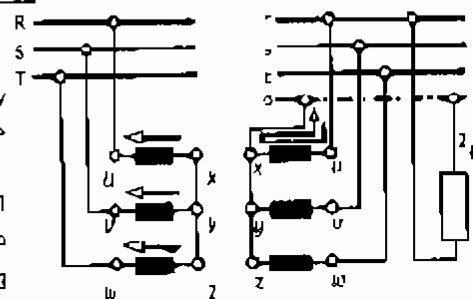


Fig. 2.113

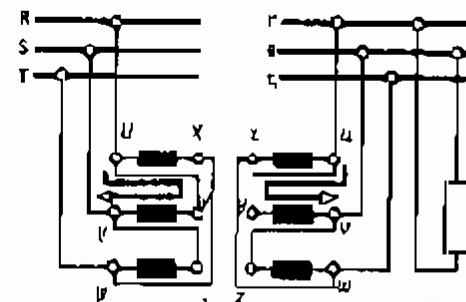


Fig. 2.114

Esto es una ventaja, desde el punto de vista de las corrientes, pero no desde el punto de vista de las tensiones, ya que aparecen las sobretensiones de que hablamos antes y corrientes de magnetización desfa-

estudiado en el tema 2.2.22, un desequilibrio en una fase del secundario, desarticula la simetría de las tensiones de fase primarias. En consecuencia, la carga monofásica del secundario, se transfiere repartiéndose en las tres primarias. En figura 2.114 tenemos el dibujo.

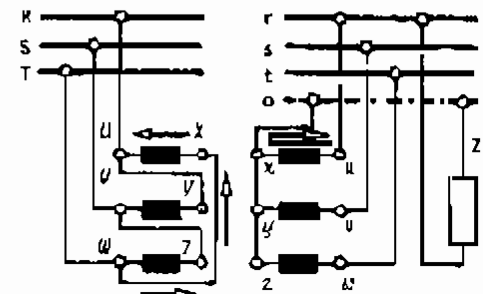


Fig. 2.115

vorables, con pérdidas en el hierro anormalmente incrementadas. En figura 2.116 tenemos la conexión Dy en que una carga monofásica se transfiere a su misma fase. En la conexión zig-zag de la

figura 2.116, una corriente monofásica secundaria, ocasiona corriente de reacción en dos primarias, repartiendo los efectos, sin que por ello aparezcan asimetrías en las tensiones de fase primarias. Los desequilibrios resultan muy atenuados y esta conexión se prefiere para redes con rúctas asimétricas.

2.2.25.- REGULACION DE LA TENSION.- Hay dos casos en que uno de los bobinados, por lo regular el de alta tensión, se construye con topes en varias espiras, con el fin de modificar la relación de transformación y son:

- El caso más común es que se deba variar ligeramente la tensión, en una cantidad poco significativa ($\pm 10\%$), con el fin de corregir pequeñas diferencias, o adaptar tensiones, o compensar caídas, u otras causas. Por lo regular, este cambio se hace SIN TENSION, y SIN CARGA.

b' El caso menos frecuente es que la tensión deba regularse en forma continuada, BAJO CARGA, hasta $\pm 15\%$, en escalones de $1,5\%$ aproximado.

En el primer caso, los cambios de la relación de transformación se hacen al instalar el transformador, o cuando está FUERA DE SERVICIO. En el segundo caso, los cambios se hacen en forma continuada e ininterrumpida, BAJO CARGA. Las derivaciones para los tipes no se construyen en los extremos de los devanados, sino en su parte central, por dos razones:

- que la modificación del número de espiras, modifica la altura del bobinado y ocasiona fuertes asimetrías en los esfuerzos mecánicos en los los momentos de los cortocircuitos, como se vio en figuras 2.90, 2.91 y 2.92.

- que en las espiras extremas de los bobinados, es más probable se produzcan sobretensiones transitorias peligrosas.

La figura 2.117 nos muestra la disposición general, en que los extremos concurren a un conmutador sin carga, que permite hacer los cambios sin tensión. En los conmutadores bajo carga, pueden usarse contactos deslizantes como los de la figura 2.118. La resistencia R, se encarga de cortocircuitar las espiras en el cambio, per-

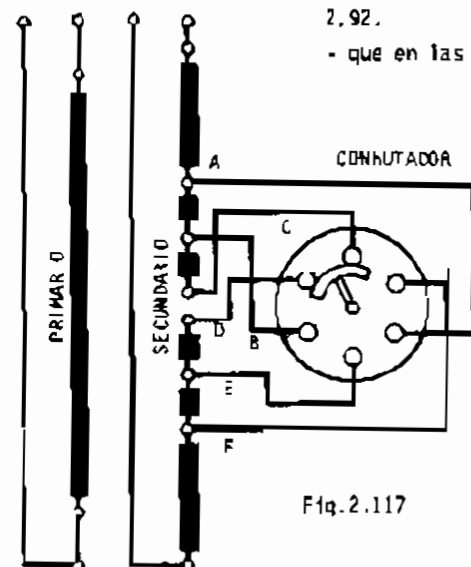


Fig. 2.117

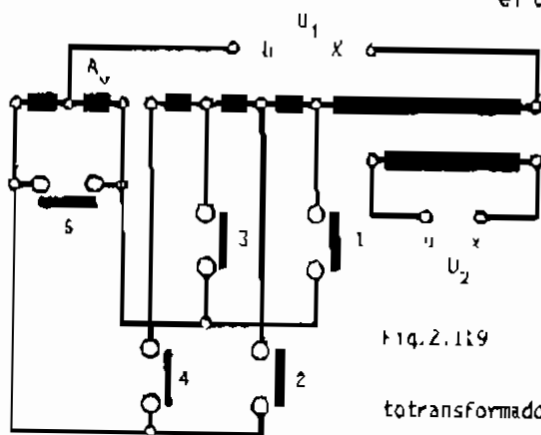


Fig. 2.118

mitiendo el paso de la corriente mientras dura la conmutación y no interrumpiendo de ese modo el servicio. En la figura 2.119 la conmutación se realiza por medio de un juego de contactores. En esta forma de regulación existe un autotransformador A_v , con tensión 5% de la nominal. A plena tensión están cerrados 4 y 5,

lo que no afecta a A_v , porque en misma construcción así lo permite, y porque tampoco ocasiona caída apreciable. Abriendo 5 y cerrando 3, queda alimentado A_v por el punto medio, y el borne U queda a $2,5\%$ menos tensión que antes. Abriendo 4 y cerrando 5 se consigue 5% menos. Abriendo 5 y cerrando 2 se llega a $7,5\%$ y así sucesivamente. Estas combinaciones se pueden hacer en forma automática, a medida que la tensión de la red lo requiere.

2.2.26.- TRANSFORMACIONES EXAFASICAS Y DODECAFASICAS - Disponiendo de un transformador trifásico cuyo secundario tenga las bobinas divididas en dos

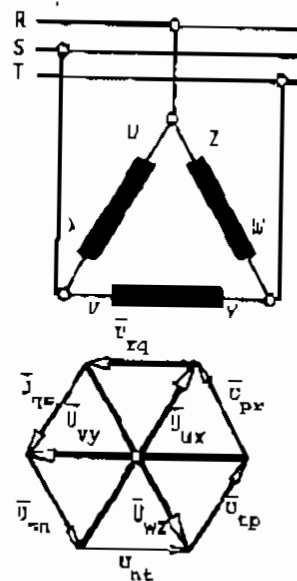


Fig. 2.120

partes iguales es posible obtener un sistema exafásico, muy útil para alimentar rectificadores. En la figura de la izquierda la 2.120 vemos el ejemplo con el primario en conexión triángulo y el secundario exafásico. A la izquierda, en la

parte inferior, tenemos el diagrama de los vectores de la parte secundaria. Las tensiones de fase exafásicas resultan iguales a las tensiones de cada bobinado parcial secundario, mientras la tensión de línea secundaria, resulta igual a la tensión de fase. Los desplazamientos angulares resultan de 60° , como puede verse.

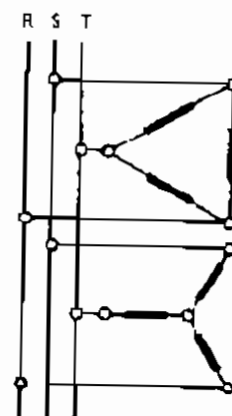
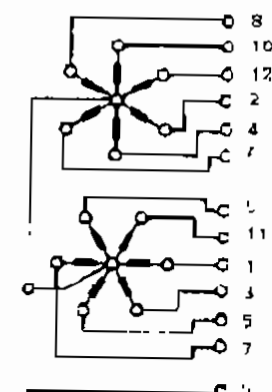


Fig. 2.121



En cambio, en la figura 2.121 tenemos una conexión un poco más complicada. Se trata de dos transformadores trifásicos, conectados cada uno con igual criterio que en la figura 2.120, pero en uno de ellos, el primario está en estrella, y en el otro en triángulo. A raíz de esta disposición, y por estar sus neutros conectados, las tensiones de los dos secundarios quedan desplazadas 30° , situación que se transmite a sus secundarios. Por lo tanto, el sistema dodecafásico resultante, queda con sus tensiones desplazadas 30° una de otra.

♦ 2.2.27.- AUTOTRANSFORMADOR TRIFÁSICO Y TRANSFORMADOR DE PUNTO NEUTRO.-

En la figura 2.122 vemos el esquema de un autotransformador trifásico, conectado en estrella. Valen para esta conexión, las mismas reglas que estudiamos para los autotransformadores, pero fase por fase. Es posible también la conexión triángulo, que no hacemos por ser muy simple.

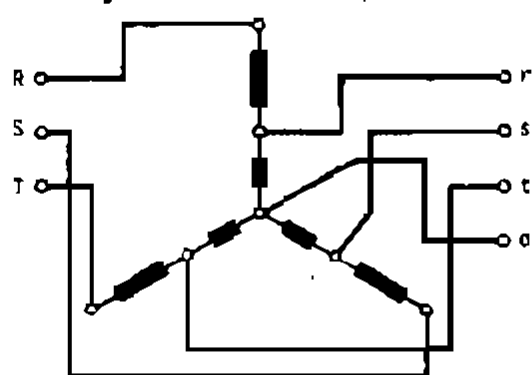


Fig. 2.122

En la figura siguiente, la que lleva el número 2.123, vemos tres sistemas, cada uno compuesto por dos bobinas parciales, conectadas dos a dos, con el mismo criterio que en la conexión zigzag. Se ingresa con un sistema trifilar, y se sale con uno tetrafilar. Las cargas parciales sobre cada fase del secundario, repercuten en forma repartida sobre dos fases de entrada. Sobre estas dos conexiones vistas, es posible obtener diversas variantes.

que consideramos innecesario detallar aquí.

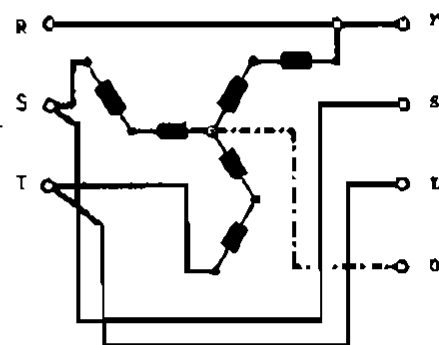


Fig. 2.123

♦ 2.2.28.- PARALELO DE TRANSFORMADORES. Cuando dos máquinas están conectadas en forma de suministrar energía conjuntamente a un mismo sistema se dice que están en paralelo. En el caso de los transformadores, los dos primarios se conectan en paralelo a la red de entrada de energía y sus secundarios a su vez, en paralelo sobre la red de salida de energía. En la figura 2.124 hemos dibujado el esquema de principio. Existen dos, pero lo que se estudiará, es ex-

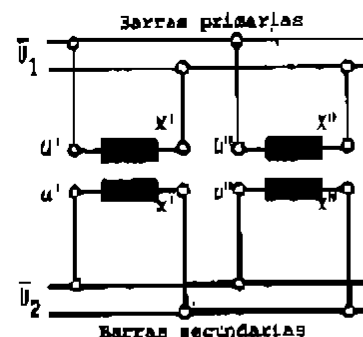


Fig. 2.124

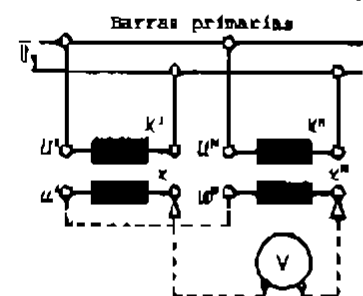


Fig. 2.125

tensible a mayor número de máquinas. Para la puesta en paralelo, deben cumplirse varios requisitos, que detallamos enseguida.

Para transformadores monofásicos

- 1.- Igual relación de transformación
- 2.- Igual polaridad
- 3.- Igual caída ohmica
- 4.- Igual caída reactiva por dispersión

Para transformadores trifásicos

- 1.- Igual relación de transformación
- 2.- Igual desfase y sentido de rotación de las fases (Igual grupo de conexión)
- 3.- Igual polaridad
- 4.- Igual caída ohmica
- 5.- Igual caída reactiva por dispersión

Se descuenta que las frecuencias aplicadas son las mismas, por ser la misma red. Las condiciones 1.- y 2.- en monofásicos, y las 1.-, 2.- y 3.- en trifásicos, son automáticas, y de no cumplir alguna de ellas, es

imposible el paralelo. Las restantes son deseables para una mejor solución de este problema. Llamamos imposible, porque técnicamente no se acepta lo que va a ocurrir si conectamos, aun cuando en algún caso particular, las máquinas podrían llegar a soportar el régimen impuesto.

Para la puesta en paralelo - maniobra que se realiza una sola vez, al instalar las máquinas - se mide la relación de transformación, alimentando por primario o secundario (como resulte más cómodo), y midiendo las tensiones con un voltímetro de alta resistencia interior. Para asegurar la polaridad en los monofásicos, se conectan como indica la figura 2.125, uniendo dos puntos del secundario tomados al azar (en el dibujo, los u'' y u'). Luego se mide la tensión que resulta entre los puntos restantes (los x'' y x'), y puede ocurrir:

- a) que la tensión sea nula
- b) que la tensión sea el doble que la nominal

En el primer caso, la unión hecha al azar (u'' y u') es la correcta y las tensiones secundarias son iguales y opuestas. Queremos decir con esto que, cuando x' es máximo positivo, x'' también es máximo positivo. Lo mismo debe ocurrir en los terminales restantes u'' y u' . Por esa causa, la diferencia de potencial entre los terminales elegidos para conectar el voltímetro es nula. En el caso

que la tensión medida resultase el doble, en vez de nula, significa que los bornes elegidos para la conexión al azar, resultaron equivocados. En esa situación, hay que permutar la conexión al azar, y repetir la medida, para verificar la nulidad de la tensión. En la figura siguiente, la 2.126, dibujamos solamente los secundarios, por comodidad, y se ve que eléctricamente hablando están en serie, aunque en paralelo con la red secundaria. Por esto, la corriente de circulación, aquella que ya definimos en la fórmula (1.135) del libro I "Circuitos" de esta colección, recorrerá los secundarios, independientemente de la carga, y valdrá:

$$\bar{I}_c = \frac{\bar{E}'_2 + \bar{E}''_2}{\bar{Z}'_2 + \bar{Z}''_2} \quad (2.282)$$

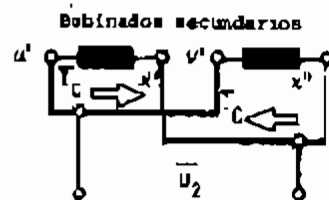


Fig. 2.126

Si se cumplen las dos primeras condiciones, $\bar{E}'_2 = -\bar{E}''_2$, resulta claramente que $\bar{I}_c = 0$. El signo menos es producto de la opuesta polaridad, y la igualdad de valores absolutos $|\bar{E}'_2| = |\bar{E}''_2|$ resulta de la igual relación de transformación. Como las impedancias secundarias son pequeñas, cualquier diferencia entre las f.e.m. se manifiesta como un fuerte valor de $\bar{I}_c$. Como esta corriente no se utiliza en el circuito exterior, constituye una pérdida que es necesario evitar.

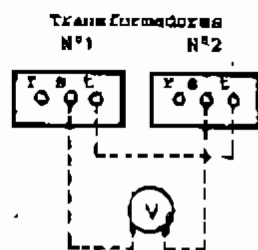


Fig. 2.127

Para el caso de los transformadores trifásicos, además de la relación de transformación, es suficiente que pertenezcan al mismo grupo de conexión, para que se cumpla la segunda condición. Si los transformadores son del mismo grupo, y tienen los terminales correctamente marcados, basta unir los bornes de la misma denominación, para obtener un correcto paralelo. Si no se conoce nada de ellos, se puede proceder como se indica en figura 2.127, en que simplemente dibujamos las

placas de terminales de ambos transformadores, en sus secundarios, sin importar cómo son internamente. Se unen al azar dos terminales, por ejemplo los t y t, de uno y otro, y con un voltímetro se tocan los terminales o y o, y los y y y. Si en ambos instantos, el voltímetro indica cero, el empalme t-t es correcto, y los dos restantes pueden unirse dos a dos, sin problema, quedando completado el paralelo. Si en vez no resulta así, se hace otra conexión al azar, y se repite la operación, buscando un par de terminales entre los cuales, la tensión sea nula. El total de las tensiones a medir es cuatro, y basta que dos sean nulas. Puede ocurrir que esto no se logre, y entonces se cambia la conexión al azar,

y se repite el proceso. Si después de ejecutar todas las permutaciones posibles, no se logra por lo menos dos valores nulos de tensión en alguna de ellas, significa que el paralelo es imposible, porque los transformadores pertenecen a diferentes grupos de conexión.

2.2.29. - DISTRIBUCION DE LAS CARGAS EN PARALELO.- Estudiaremos ahora la distribución de las cargas en cada uno de los transformadores en paralelo, para lo cual, nos valdremos del circuito equivalente reducido al secundario, tal como se dibujó en figura 2.128. Durante el desarrollo que sigue, omitiremos los subíndices que indican la referencia al primario, lo que damos por sobreentendido.

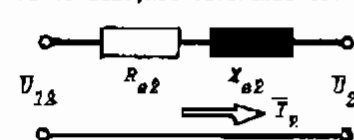


Fig. 2.128

La ecuación del primer transformador es:

$$\bar{U}'_{12} = \frac{\bar{U}'_2}{k'} = \bar{U}'_2 + \bar{I}'_2 \bar{Z}'_{e2} \quad (2.283)$$

Para el segundo transformador:

$$\bar{U}''_{12} = \frac{\bar{U}''_2}{k''} = \bar{U}''_2 + \bar{I}''_2 \bar{Z}''_{e2} \quad (2.284)$$

Como están en paralelo, tanto primario como secundario:

$$\bar{U}_1 = \bar{U}'_1 = \bar{U}''_1 \quad \text{y} \quad \bar{U}_2 = \bar{U}'_2 = \bar{U}''_2 \quad (2.285) \text{ y } (2.286)$$

Para la solución del problema, podemos dar por conocida la tensión secundaria $\bar{U}_2$. Eliminando $\bar{U}_1$ sale:

$$k'(\bar{U}'_2 + \bar{I}'_2 \bar{Z}'_{e2}) = k''(\bar{U}''_2 + \bar{I}''_2 \bar{Z}''_{e2}) \quad (2.287)$$

Y como trabajan en paralelo, con las corrientes tenemos:

$$\bar{I} = \bar{I}'_2 + \bar{I}''_2 \quad (2.288)$$

siendo $\bar{I}$, la corriente total tomada por la carga. De la (2.287) sale:

$$k' \bar{I}'_2 \bar{Z}'_{e2} - k'' \bar{I}''_2 \bar{Z}''_{e2} = (k' - k'') \bar{U}_2 \quad (2.289)$$

Combinando con la (2.288) se forma un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas. Resolvemos por determinantes y nos queda:

$$\bar{I}'_2 = \frac{(k'' - k') \bar{U}_2 + k'' \bar{Z}''_{e2} \bar{I}}{k' \bar{Z}'_{e2} + k'' \bar{Z}''_{e2}} \quad (2.290)$$

La otra corriente es:

23.251/91

$$\bar{I}_2'' = \frac{k' \bar{Z}_{a2}' \bar{I} - (k'' - k') \bar{U}_2}{k' \bar{Z}_{a2}' + k'' \bar{Z}_{a2}''} \quad (2.291)$$

Estas expresiones nos suministran el valor de la corriente que entrega cada transformador. Se nota que el sumando $(k'' - k') \bar{U}_2$ no depende de las condiciones de la carga, y es sólo función de las relaciones de transformación. Supongamos que $k' \neq k''$ y que $\bar{I} = 0$, vale decir, transformadores de distinta relación de transformación, y además, trabajando a vacío, obtenemos:

$$\bar{I}_c = \bar{I}_2' = \frac{(k'' - k') \bar{U}_2}{k' \bar{Z}_{a2}' + k'' \bar{Z}_{a2}''} \quad (2.292)$$

$$\bar{I}_c = \bar{I}_2'' = \frac{-(k'' - k') \bar{U}_2}{k' \bar{Z}_{a2}' + k'' \bar{Z}_{a2}''} \quad (2.293)$$

Son valores iguales y opuestos, y por lo tanto, representan a la corriente de circulación. Si en cambio, hacemos $k' = k''$ y $\bar{I} \neq 0$ vamos a tener:

$$\bar{I}_2' = \frac{\bar{Z}_{a2}''}{\bar{Z}_{a2}' + \bar{Z}_{a2}''} \bar{I} \quad (2.294)$$

$$\bar{I}_2'' = \frac{\bar{Z}_{a2}'}{\bar{Z}_{a2}' + \bar{Z}_{a2}''} \bar{I} \quad (2.295)$$

Operando:

$$\frac{\bar{I}_2'}{\bar{I}_2''} = \frac{\bar{Z}_{a2}''}{\bar{Z}_{a2}'} \quad (2.296)$$

Las corrientes se reparten en forma inversamente proporcional a las impedancias equivalentes. Por lo tanto, si dos transformadores son de igual potencia y además sus impedancias son iguales, la carga se reparte la mitad en cada uno de ellos. En vez, si $\bar{Z}_{a2}'' \neq \bar{Z}_{a2}'$, uno de ellos resultará sobrecargado, y el otro trabajando por debajo de su valor nominal.

De esto inferimos que, si uno de los transformadores, por ejemplo, es de doble potencia que el otro, su impedancia debe ser la mitad, para que las cargas se repartan proporcionalmente.

Para que estas condiciones no son del todo suficientes, ya que pueden trabajar con la condición $|\bar{I}_2'| = |\bar{I}_2''|$ en magnitud, pero no en fase. En la figura 2.129 tenemos el diagrama fasorial correspondiente al paralelo, que se corresponde con el circuito de figura 2.130, que representa a los dos transfor-

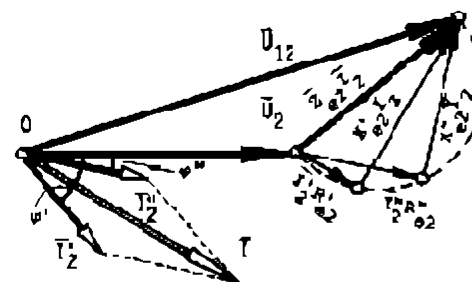


Fig. 2.129

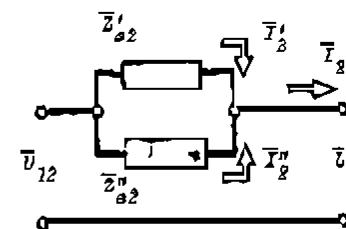


Fig. 2.130

madores en paralelo. Se puede deducir fácilmente de la figura que, para que exista concordancia de fase es necesario, además que se cumpla:

$$\frac{R_{a2}'}{X_{a2}'} = \frac{R_{a2}''}{X_{a2}''} \quad (2.297)$$

Esto es lo que da motivo a las condiciones 3 y 4 del monofásico, o las 4 y 5, de trifásico, anotadas en el párrafo 2.2.28.

Ahora, en base a lo estudiado, podemos resumir mejor las condiciones para un correcto paralelo:

- 1 - Igual polaridad
- 2 - Igual relación de transformación
- 3 - Igual grupo de conexión
- 4 - Iguales tensiones nominales
- 5 - Relación de impedancias equivalentes, inversamente proporcionales a las corrientes nominales.
- 6 - Igual relación resistencias/reactancias

Registro Patrimonial F.R.L.P.

INVENTARIO

Fecha: 12/12/22

Nº Inv: 533257 Folio: 15

Firma: [Firma]

2.3.- RECTIFICADORES

♦ 2.3.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.- El rectificador es una máquina que convierte corriente alterna en corriente unidireccional (corriente continua a los efectos de su identificación), aprovechando la propiedad que poseen algunos elementos de permitir el paso de la corriente eléctrica en una sola dirección. Estas máquinas son de suma utilidad, porque la energía eléctrica actualmente se genera en gran escala bajo la forma de corrientes alternas, por lo regular, trifásicas y en muchas aplicaciones, se requiere corriente continua. Es posible generar corriente continua directamente, por medio de máquinas destinadas exclusivamente para ese fin, pero como se explicará oportunamente, es preferible partir de corriente alterna y transformarla en continua, con el uso de rectificadores. Advertimos que el rectificador está en muchos tratados catalogado como "aparato", y en otros, como "máquina". Dentro de los objetivos de esta colección destinada a la energía eléctrica, nosotros preferimos clasificarlo como máquina, por entender que las potencias en juego actualmente en los rectificadores, nos acercan más a esa idea.

En la figura 2.131 presentamos en forma totalmente general la forma de funcionamiento de un rectificador, para comprender sus cualidades esenciales, su funcionalidad. El rectificador - como dijimos - es una máquina que permite el paso de la corriente en un solo sentido: en la figura, de izquierda a derecha. Si aplicamos polaridad directa, como a la izquierda de la figura, el rec-

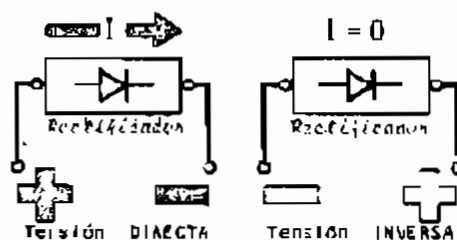


Fig. 2.131

tificador actúa como un interruptor cerrado, permitiendo el paso de la corriente. En cambio, si aplicamos polaridad inversa, como a la derecha de la misma figura, el rectificador se comporta como un interruptor abierto, impidiendo el paso de la corriente. Por lo tanto, un rectificador ideal tendría una característica de comportamiento como la de la figura 2.132, arriba a la izquierda. Para cualquier tensión de polaridad directa, la máquina no presenta resistencia alguna, y la corriente tendería al valor infinito. Para cualquier tensión de polaridad inversa, la corriente sería nula.

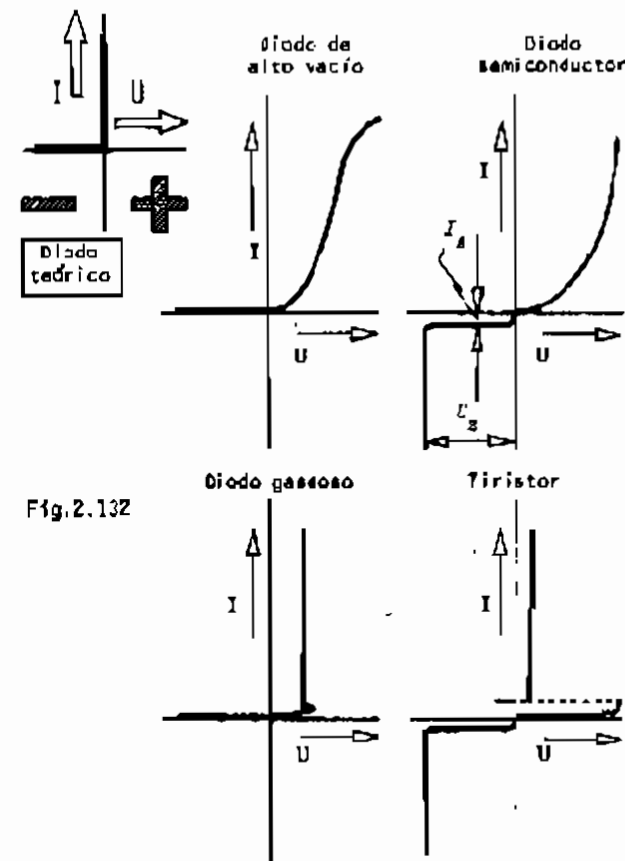


Fig. 2.132

Pero ningún aparato de la naturaleza ofrece resistencia nula y debemos tomar los casos reales, que hemos agrupado en los restantes dibujos de esa misma figura. El diodo de alto vacío - hoy ya casi fuera de uso - presenta una característica curva, de ecuación conocida, que demuestra un comportamiento típico como una resistencia de valor variable. El dibujo de la parte superior derecha muestra el comportamiento de un rectificador de estado sólido, como son casi todos los actuales. Se trata de una juntura de semiconductores. Con polaridad directa, la corriente crece en base a una ley exponencial, mientras que, si aplicamos una polaridad inversa, deja pasar una corriente muy baja, hasta que alcanzando un valor U_g , se produce un fenómeno muy particular que

RECTIFICADORES conforme normas U.S.A. EEE 315
En general Semiconductor Controlado "Tiristor"

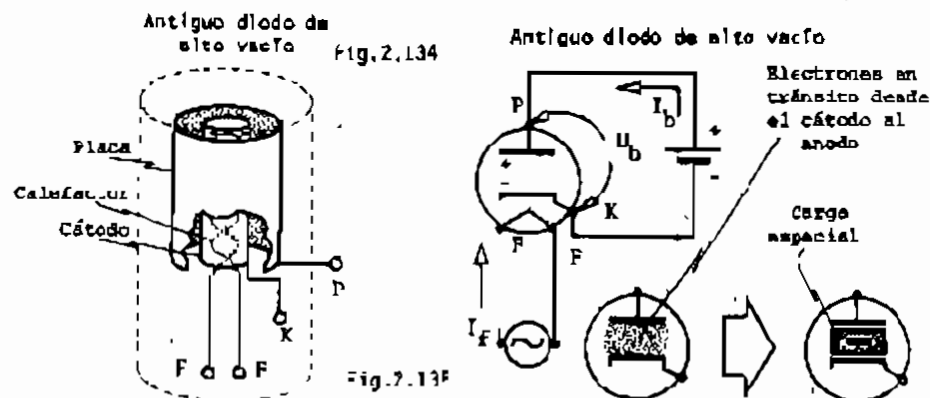


Fig. 2.133

convierte al semiconductor en un conductor prácticamente perfecto. Este singular comportamiento en la región de las polaridades inversas, tiene algunas aplicaciones técnicas. En la parte inferior izquierda de la figura 2.132 tenemos la característica de los rectificadores gaseosos, por lo regular, a vapor de mercurio, que también se están dejando de usar, como el diodo a vacío. En el dibujo final, abajo a la derecha, mostramos las características del tiristor, que es una variante del diodo a semiconductor, que tiene un comportamiento muy singular altamente útil. En la actualidad, el tiristor está desarrollándose en forma muy intensa.

Para completar, en la figura 2.133 mostramos las representaciones normalizadas. Se ha preferido la norma norteamericana, por ser la más completa en esta materia. Como puede notarse, el aparato base del rectificador, es decir, el elemento que tiene la propiedad de permitir el paso de corriente en una sola dirección, se denomina, en la práctica, *diodo*.

• 2.3.2.- ANTIGUOS RECTIFICADORES.- En las figuras 2.134 y 2.135, repasemos muy someramente la teoría del diodo a vacío, que en su tiempo fue muy empleado.



El diodo a vacío es una válvula termiónica, que se comporta conforme la ley de Richardson. Un cuerpo emisor - recordamos - al alcanzar una temperatura suficientemente alta, emite electrones, lo que sabemos se denomina *emisión termoiónica*. Como se trata de cuerpos de estructura cristalina, los átomos están ordenados en forma de estructura enrejada. Las fuerzas que mantienen ese ordenamiento no sirven, sin embargo, para mantener a los electrones en sus posiciones, razón por la cual un pequeño porcentaje queda asociado a cada átomo, pero el resto es libre de moverse en la masa del cristal. Son los llamados *electrones libres*. Si los electrones libres adquieren suficiente energía - suficiente velocidad - pueden abrirse una brecha y abandonar la superficie de cristal

Debe recordarse que la energía propia de los electrones, dentro del cristal, no alcanza para lograr este efecto. El incremento de energía se puede lograr por varios medios, pero en estos diodos, se la consigue incrementando su temperatura. A este efecto se lo conoce como *emisión termiónica*. Si v es la velocidad con que un electrón llega hasta la superficie de su metal y m su masa, la energía cinética $\frac{1}{2} m v^2$ debe ser mayor que W_x , cantidad característica de cada material que representa el trabajo necesario para vencer las fuerzas superficiales. Siendo W_x y m dos constantes, la velocidad del electrón decidirá si puede abandonar o no el cuerpo. Si la temperatura se incrementa suficientemente, la velocidad media de los electrones aumenta y hay más probabilidades que una cierta cantidad de electrones abandone la masa del cristal. La baja presión favorece el proceso, y si se coloca cerca del cátodo (ver figura 2.135) un elemento de polaridad positiva, llamado *ánodo*, este último atrae a los electrones desprendidos. Al ánodo, también se lo llama *placa*, y la temperatura del cátodo se logra por medio de una *corriente de calefacción* que circula por una resistencia apropiada, y transfiere al calor al elemento emisor propiamente dicho, que se llama *cátodo* como dijimos. El conjunto se aloja en un tubo en el que se ha hecho el vacío. En la figura 2.135, a la izquierda, tenemos la representación del diodo con su circuito básico. Como la placa "P" se conecta al polo (+) de la fuente de tensión, ésta atrae los electrones, que al circular, reingresan a la válvula por el cátodo "K" cerrando el circuito por su polo (-). Una corriente I_f de calefacción, se encarga de los efectos térmicos.

Veamos ahora algo sobre lo que le ocurren a los electrones cuando quedan libres, mientras transitan hacia el ánodo. La misma figura 2.135 abajo, nos muestra los electrones en tránsito como una *nube electrónica* que, desde el punto de vista eléctrico, equivale a una carga negativa colocada entre cátodo y ánodo. A esa nube electrónica se la llama *carga espacial*, y constituye un obstáculo al paso de nuevos electrones y también, a la emisión electrónica. Es por esto que estos diodos a vacío, no pueden superar valores de corriente muy modestos, que en circuitos de potencia, son insuficientes, no así, en circuitos electrónicos. Por supuesto que si invertimos la polaridad conectando el ánodo al negativo y el cátodo al positivo, como la placa no emite, la conducción es imposible. La válvula tiene características de unidireccional, y la carga espacial es un obstáculo que limita el valor de la corriente.

La solución para neutralizar la carga espacial, es colocar *gases o vapores gaseosos* en la válvula, teniendo así las *válvulas gaseosas o rectificadores a vapor de mercurio*, que alcanzaron gran desarrollo, hasta que se obtuvo una solución por vía de la electrónica del estado sólido, con el *tiristor o diodo controlado*. Bastan pequeñas cantidades de gas, para que el efecto sea favorable.

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

Efectivamente, si los electrones emitidos por el cátodo y que están circulando hacia el ánodo, encuentran en su camino moléculas de gas, existen estadísticamente grandes posibilidades de que dichos electrones choquen con ellas. Al producirse el impacto, el electrón "arranca" uno o más electrones del átomo con el que choca. Más precisamente, como los electrones en tránsito tienen energía a causa de su velocidad, al impactar confieren parte (o toda) de esa energía

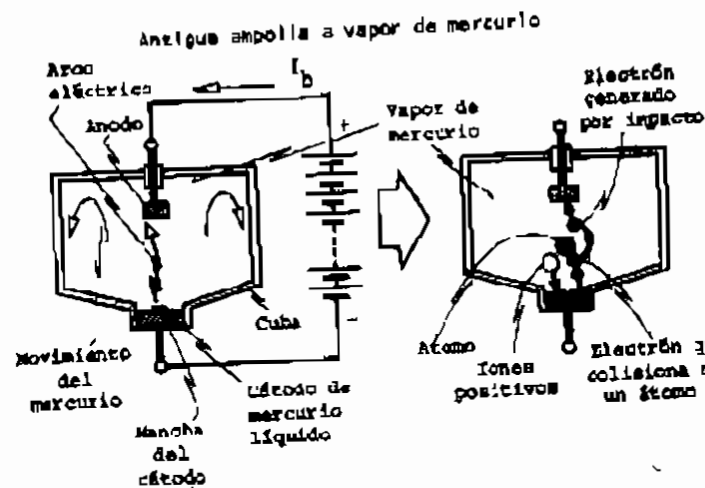


Fig. 2.136

se suman a ellos y van hacia el ánodo. El conjunto de los electrones llega al ánodo con cierta velocidad, que equivale a decir, con energía y al chocar con el mismo, calientan a ese elemento. Pero el resto de las partículas del gas, al quedar con electrones de menos, se transforman en iones positivos que resultan atraídos por el cátodo y que a causa de su masa y su velocidad, golpean a ese componente. En suma, hay electrones liberados por el cátodo a causa de la emisión electrónica, que llegarán al ánodo, libremente. Otros, en cambio, en su camino, chocarán con átomos de gas, perderán parte de su energía, pero no obstante, también alcanzarán al ánodo. Por los impactos habrá también iones positivos que alcanzarán al cátodo. En la figura 2.136 a la derecha, esquematizamos este fenómeno. Pero lo importante es que, al existir en la ampolla electrones y además, iones positivos, el ambiente de la misma está prácticamente neutralizado desde el punto de vista eléctrico. De esta forma, queda anulada la carga espacial, que era el principal inconveniente de los diodos al vacío para lograr altas corrientes. Para que las colisiones entre electrones y átomos produzcan la ionización, los electrones deben poseer una velocidad adecuada, la que se logra con una tensión entre cátodo y ánodo de unos 15 Volti. El comportamiento del tubo, como se puede ver en la parte inferior izquierda de figura 2.132

al átomo con el cual han colisionado. Este fenómeno se conoce en Física como ionización. Los electrones que salieron del cátodo siguen su marcha hacia el ánodo, y los que quedaron libres por el impacto de la ionización,

LIBRO II: MAQUINAS

Debido a que los iones positivos golpean el cátodo, se ha preferido que el mismo se construya en forma de mercurio líquido, para permitir la rápida incorporación de los iones positivos y su transformación en nuevos átomos metálicos. Por esta causa, los rectificadores industriales todavía en uso, presentan el aspecto de la figura 2.136 a la izquierda. La misma corriente que va de cátodo a ánodo sirve para el calentamiento y la emisión electrónica, a la vez que produce vapores de mercurio necesarios para crear la atmósfera gaseosa. El mercurio se vaporiza y sufre. Se condensa al encontrar partes más frías y baja hacia el cátodo reincorporándose al mismo. El lugar incandescente del mercurio desde donde sale el arco eléctrico que calienta el cátodo y produce la conducción, se lo suele llamar "mancha del cátodo". La ionización produce una coloración azul, y los ánodos suelen ser bloques de grafito o de hierro. El rectificador a vapor de mercurio mostrado en figura 2.136 tiene una cuba metálica, muchas veces refrigerada por agua. Antiguamente se los hacía de vidrio. Los hay monoanódicos, y también polianódicos. Para el "arranque", es decir, la iniciación del arco que producirá el calentamiento con el cual producir la emisión termiónica, existen diversos procedimientos, lo mismo que para mantener ese arco eléctrico interno. Pero preferimos no entrar en detalles, dado que este rectificador se está dejando de usar.

♦ 2.3.3.- RECTIFICADORES A SEMICONDUCTOR.- En la actualidad, el gran desarrollo experimentado por la técnica del "estado sólido", ha hecho que los rectificadores modernos sean diodos de este tipo. Por eso, haremos un ligero repaso de la teoría básica a fin de comprender cómo se produce la rectificación. Un estudio algo más riguroso se encontrará en el libro V de esta misma colección.

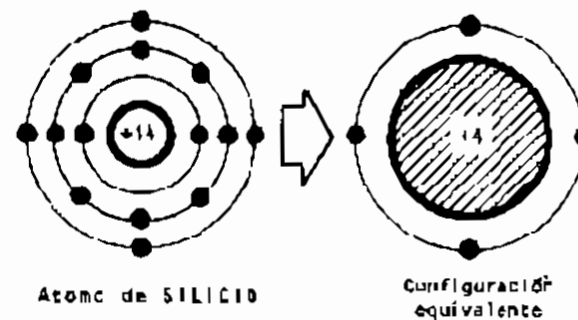


Fig. 2.137

Los materiales en electricidad se clasifican en conductores y aisladores, según sea la cantidad de electrones libres que contengan. Pero en la tabla periódica encontramos elementos químicos (los de la cuarta columna en dicha tabla) que no se comportan exactamente ni como unos u otros y que presentan la particularidad de tener cuatro electrones orbitales en su última capa de valencia. Los más interesantes son el silicio y el germanio. En menor escala, el óxido cuproso. En la figura 2.137 vemos la imagen de un átomo de silicio, que posee una carga positiva en su núcleo, de 14 (+1, y 14 electrones de carga (-).

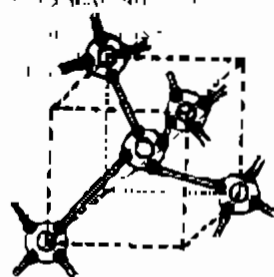


Fig. 2.138

tral del cubo imaginario, comparte sus cuatro electrones de valencia, dos a dos, con los cuatro electrones de los vértices del cubo.

Esta configuración de tipo "espacial"

no es cómoda, por lo que en adelante se adoptará un modelo de tipo "plano", mucho más accesible de interpretar, sin que por ello se quite rigor al razonamiento.

Con la figura 2.139 iniciamos el estudio, en que se ve un átomo de silicio, casualmente el más usado en semiconductores, en la

SEMICONDUCTOR INTRINSECO

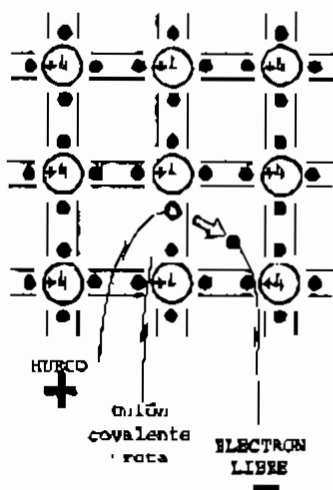


Fig. 2.140

Los materiales que nos interesan tienen la propiedad de agruparse en forma de "cristales" es decir, adquieren configuraciones geométricas de formas regulares. Esa agrupación se hace "compartiendo" electrones orbitales dos a dos, que se llaman *uniones covalentes*, en forma tal que, con los electrones propios más los que comparten de los átomos vecinos, completan los ocho necesarios para la órbita externa de valencia y así resultan químicamente estables. En la figura 2.138 se puede apreciar una imagen de esa teoría. El átomo cen-

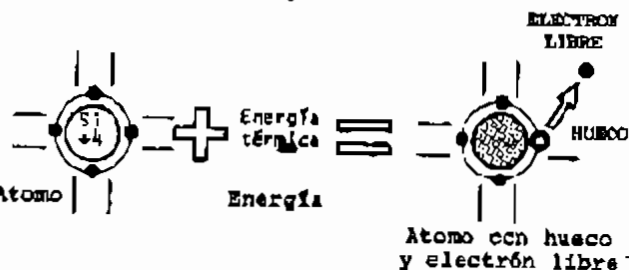


Fig. 2.139

sualmente el más usado en semiconductores, en la configuración simplificada de la derecha de figura 2.137. Como allí se ve, separamos los cuatro electrones orbitales que nos interesan, por ser los que interactúan en los fenómenos, al resto, que denominamos "corazón", le asignamos la carga (+14, como resultado de sus 14 (+) de núcleo, y (-10 de los restantes electrones). Volviendo a la figura 2.139, si a ese núcleo le agregamos por cualquier medio energía, por ejemplo térmica, es posible que a uno (o más) de sus electrones de valencia, se los coloque en situación de poder salir o abandonar su átomo. Aquí ocurre un fenómeno de capital importancia en el estudio de estos elementos de estado sólido: el electrón que abandona su núcleo se transforma en un *electrón libre*, mientras que al partir, dejó en el lugar

que ocupaba, un lugar libre, que se llama *hueco* o *vacante*. Debemos entonces hacernos a la idea que, cuando se agrega energía a un semiconductor, algunos de sus electrones orbitales abandonarán sus átomos transformándose en *electrones libres* y en los lugares abandonados por ellos admitiremos que se han creado *vacíos* o *vacantes*, que llamamos *huecos*. Si bien el hueco es una ficción, ha resultado de suma utilidad en estos estudios. Por ello se habla de dos "partículas", el electrón libre y el hueco, y a ambas se asignan propiedades parciales, aunque de distinto signo eléctrico, aunque el "hueco" no es un elemento material. Así vale entonces la figura 2.140, en que mediante un modelo plano, dibujamos un trozo de lo que llamaremos un *semiconductor intrínseco*, que equivale decir, químicamente puro. Como ese semiconductor se hallará en contacto con el medio ambiente tomará su temperatura, y por tanto, sus electrones tendrán estadísticamente un cierto nivel de energía. Muchos pasarán ese nivel medio de energía y quedarán en libertad para abandonar sus átomos y transformarse en lo que hemos llamado electrones libres y generarán al hacerlo, un hueco. Por lo tanto, a la temperatura ambiente, o de funcionamiento, se generarán en forma continua, lo que llamaremos *pares hueco-electrón*. Habrá entonces una *tasa de generación de pares hueco-electrón*. Como contrapartida, los electrones libres de este fenómeno, tienen siempre la posibilidad de ocupar una *vacante*, vale decir situarse en un hueco, neutralizándolo. Es así que debemos admitir que existe una *tasa de recombinación*. Si el sistema está en equilibrio, por ausencia de efectos externos, es fácil intuir que la tasa de generación, debe ser igual a la tasa de recombinación. Debemos entonces ver al semiconductor intrínseco, como un ente en equilibrio dinámico continuo interno, en un estado constante de creación de electrones libres y huecos y de anulación de los mismos, aunque es fácil pravar que cuando se cubre un hueco, no necesariamente debe hacerlo el mismo electrón que lo generó.

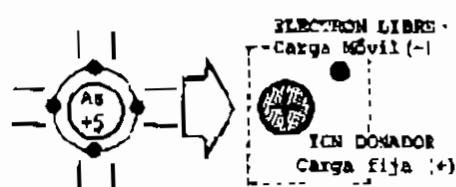
Además, debemos señalar un hecho teórico muy importante. Los electrones libres son cargas negativas, mientras que los huecos, por ser vacantes o ausencias de carga negativa, se pueden considerar positivos. Así surge una interesante teoría. En un semiconductor hay dos tipos de "partículas": los electrones libres negativos y los huecos, positivos. Los electrones libres podemos admitirlos como aptos para "viajar" por la masa del cristal. Pero los huecos, es algo más difícil admitir que se mueven. Sin embargo, si se produce un hueco en un átomo, que luego de un momento se cubre con un electrón y al mismo tiempo se genera un hueco cerca, podremos aceptar que el "hueco cambió de lugar" aunque materialmente hablando, cuesta admitir ese traslado de lo insustancial. Por ello, hoy se habla con entera libertad de *corriente de electrones* y *corriente de huecos* en un semiconductor y en base a ello, se pueden elaborar interesantes teorías para explicar el comportamiento de muchos mecanismos electrónicos

CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

Avanzando, diremos que tanto a los electrones libres como a los huecos, en esta teoría, se los llama portadores. Existen entonces portadores negativos, y portadores positivos.

Pero en la técnica de los semiconductores, nunca se los emplea puros, es decir, intrínsecos, sino con el agregado de partículas llamadas impurezas. Las impurezas pueden ser elementos agregados en pequesísimas cantidades y las hay de dos tipos:

- * Impurezas con 5 electrones orbitales (del grupo 5), como el Arsénico y el Antimonio.
- * Impurezas con 3 electrones orbitales (del grupo 3), como el Galio y el Indio.



IMPUREZA DONADORA. Tipo "N"
Arsénico, Fósforo, antimonio

Fig. 2.141

vez, crea un hueco y un ion fijo negativo. Las mismas figuras son suficientemente explicativas de lo dicho. Vayamos ahora a las figuras siguientes 2.143 y 2.144. En la primera tenemos un semiconductor intrínseco, al que se le agregó una impureza donadora, y en la segunda, un

Semiconductor tipo "N"

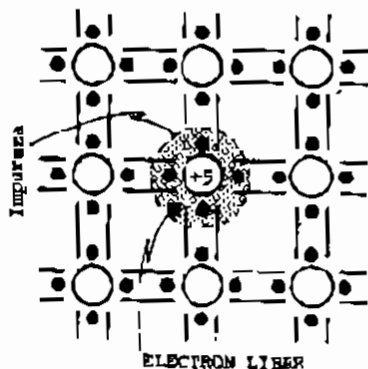
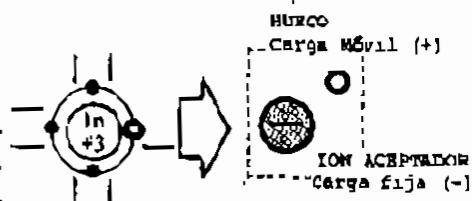


Fig. 2.143

En las figuras 2.141 y 2.142 esquematizamos a las dos impurezas. La que llamamos impureza donadora genera un electrón libre y un ion fijo positivo. La impureza aceptadora en



IMPUREZA ACEPTADORA. Tipo "P"
Indio, aluminio, boro, galio

Fig. 2.142

Semiconductor tipo "P"

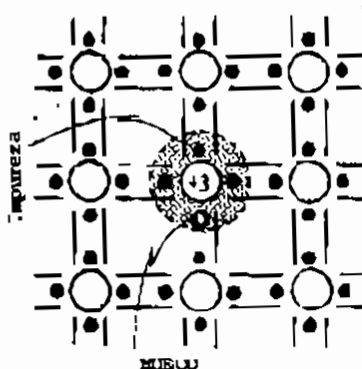


Fig. 2.144

conductor intrínseco al que se le agregó una impureza aceptadora. En el primero, por la inclusión de una impureza donadora, el conjunto tiene electrones de más y por esta causa, se ha transformado en un MATERIAL TIPO "N". Al revés en el conductor intrínseco al que se le agregó una impureza captadora, es decir, hay huecos de más, lo hemos convertido en un MATERIAL TIPO "P". En síntesis, los SEMICONDUCTORES TIPO "N" TIENEN PORTADORES NEGATIVOS (ELECTRONES LIBRES), Y LOS SEMICONDUCTORES TIPO "P" TIENEN PORTADORES POSITIVOS (HUECOS).

Pasemos ahora a estudiar lo que ocurre cuando ponemos en contacto dos muestras, de distinto tipo. En figura 2.145, arriba, tenemos los dos semiconductores y puede verse la imagen de los iones negativos con círculos más grandes

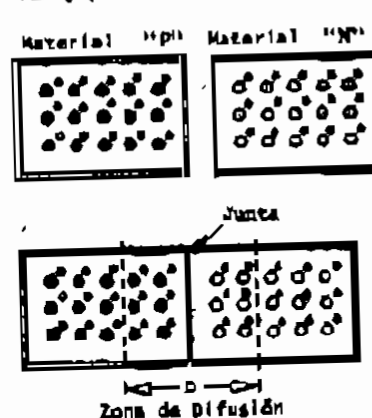


Fig. 2.145

estas traslaciones de portadores, ocasiona una irregular distribución en la zona próxima a la juntura. La zona de difusión es bastante reducida, pero no obstante, de mucha importancia práctica. En la figura siguiente, la 2.146, podemos hacer un balance de la distribución de los portadores. Como en todos estos fenómenos, de lo que se habla es de una distribución probabilística, ya que se trata de un fenómeno dinámico, como ya hemos señalado al inicio. Lejos de la juntura, los materiales conservan sus cualidades distintivas, es decir, son materiales de tipo "P" y "N". Pero en la zona de difusión, hay tres tipos de portadores. Del balance de los mismos, surge una prevaencia de polaridades, en uno y otro lado, lo que le confiere

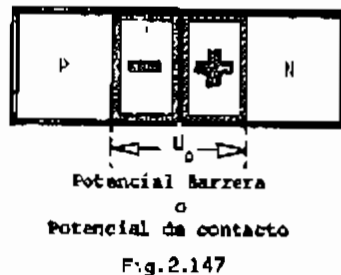


- 1 Material "P"
- 2 Material "N"
- 3 Iones aceptadores
- 4 Iones donadores
- 5 Portadores (+) en Mayoría
- 6 Portadores (-) en Mayoría
- 7 Iones aceptadores
- 8 Iones donadores
- 9 Portadores (-) en Minoría
- 10 Portadores (+) en Minoría
- 11 Portadores (+) en Mayoría
- 12 Portadores (-) en Mayoría

Fig. 2.146

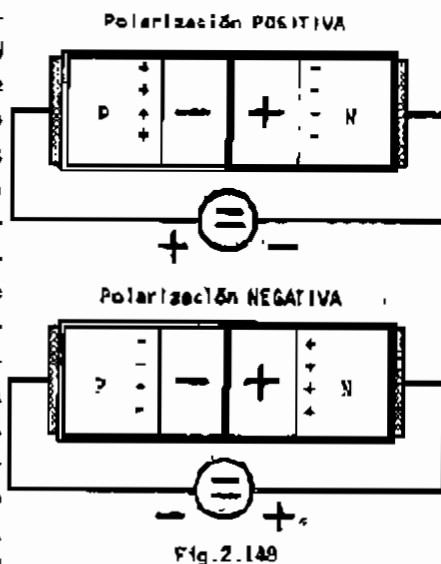
Cursos especiales sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

a esas regiones particularidades de carga eléctrica. Queremos decir que la "mezcla" de portadores produce un estado definido, de características negativas a la izquierda, y de características positivas a la derecha. Si bien el espesor de ambas regiones a los dos lados de la junta es de poca cuantía, esa polaridad es perfectamente detectable y medible. Por eso, en la figura 2.147,



sintetizamos las grandes regiones a que da lugar la unión de los dos materiales por medio de la junta. La tensión generada a ambos lados de la unión es pequeña, del orden del Volt, pero no por ello deja de ser importante en esta tecnología. A la tensión determinable entre el lado negativo, y el lado positivo, se la denomina *potencial barrera* o *potencial de contacto*. Debemos ahora examinar qué es lo que ocurre

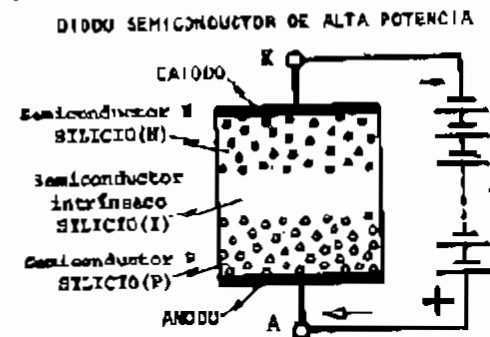
cuando aplicamos tensiones a este conjunto, y para ello, nos valdremos de la figura 2.148. En la parte superior vemos lo que se conoce como **POLARIZACIÓN POSITIVA**, o **POLARIZACIÓN DIRECTA**, en que el material "P" se conecta al positivo de la fuente y el "N" al negativo. Los portadores positivos provistos por la fuente neutralizan los portadores negativos de la junta y los portadores negativos provistos por la fuente neutralizan los positivos del lado derecho de la junta. El efecto resultante es una virtual eliminación de la tensión barrera o de contacto, y las cargas de la fuente no encuentran dificultad en traspasar todo el conjunto por la junta. En vez, si aplicamos la **POLARIZACIÓN NEGATIVA** o **POLARIZACIÓN INVERSA**, las cargas negativas provistas por la fuente en el lado izquierdo, aumentan la polaridad negativa de ese lado de la junta, y las positivas que ingresan por el lado derecho aumentan la carga de ese lado de la junta. El resultado es un aumento de la polarización de la junta, con un aumento de la tensión de contacto, aumentando la dificultad para que la corriente circule. En síntesis: APLICANDO POLARIZACIÓN DIRECTA A UN DIODO SEMICONDUCTOR, EL CONJUNTO SE COMPORTA FACILITANDO LA CONDUCCION DE CORRIENTE, Y APLICANDO POLARIZACIÓN INVERSA, SE COMPORTA TRATANDO DE IMPEDIR ESA CONDUCCION.



Dicho también de otra manera, un diodo formado por dos semiconductores, presenta una **DEBIL RESISTENCIA** AL PASO DE LA CORRIENTE DESDE "P" HACIA "N", Y UNA **ELEVADA RESISTENCIA** AL PASO DE LA CORRIENTE DESDE "N" HACIA "P". Este comportamiento está reflejado en el Primer Cuadrante del dibujo superior a la derecha de figura 2.132. Más adelante, en el libro V de esta obra titulado "AUXILIARES ELECTRONICOS", desarrollaremos más detenidamente los fundamentos teóricos de los fenómenos involucrados en la rectificación por estado sólido.

2.3.4.- **RECTIFICADORES DE ALTA POTENCIA.** En este acápite nos detendremos más en los diodos actualmente empleados para la rectificación de corrientes importantes, de uso industrial, ya que en el campo de la electrónica, las intensidades necesarias no son de alto valor. En los últimos 20 años, los progresos han sido notables en materia de rectificadores de silicio, a tal punto que los rectificadores a vapor de mercurio han sido desplazados. El progreso, sea en la investigación como en el aspecto industrial de la producción seriada, han permitido que en la actualidad se hayan logrado corrientes y tensiones poco imaginables unos pocos años atrás. Valores de hasta 400 Amper bajo tensiones de hasta 2000 Volt no son de extrañar, al momento de escribir este texto.

Los diodos rectificadores de potencia parten de un elemento intrínseco de silicio, de pocas décimas de milímetro de espesor, que como explicamos en el párrafo anterior, tiene unos pocos electrones libres, lo que le confiere características de mala conducción. Agregando las conocidas impurezas donadoras o aceptadoras, se confieren las propiedades deseadas. En los tipos comerciales actuales, encontramos la configuración de la figura 2.149. El semiconductor intrínseco, se dopifica por impurezas donadoras en la parte que ha de ser el cátodo, y con impurezas aceptadoras, en la parte que ha de ser el ánodo. La parte central, queda casi pura, asemejándose al vacío de las antiguas válvulas de ese tipo. Es aislante, pero puede ser atravesado por electrones entregados por el cátodo que son captados por el ánodo, al que entrega huecos que a su vez son tomados por el cátodo. Como consecuencia de ello, los portadores no constituyen carga espacial, como la que se vio en los diodos de vacío y su capacidad de conducción es muy elevada.

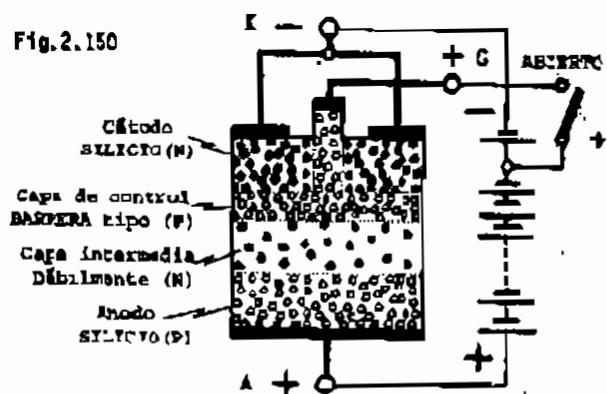


2.3.5.- RECTIFICADORES CONTROLADOS, O TIRISTORES.- Cuando la tecnología se vio en la necesidad de contar con rectificadores que pudiesen ser regulados, se desarrolló la válvula de tres electrodos. En el caso de la electrónica surgió el triodo. En el campo de la energía - que es el que nos interesa - se obtuvo el *rectificador controlado* o *thyristor*, consistente en un diodo gaseoso a vapor de mercurio, en el que se intercaló una *grilla* o *elemento de control* entre el ánodo y el cátodo. El electrodo interpuesto entre los electrodos principales actuaba como elemento de control, ya que su potencial determinaba el momento en que el arco de encendido entre cátodo y ánodo se podía iniciar. Una vez establecido el arco, éste no respondía al potencial de la rejilla intermedia. En esencia, se trataba de un rectificador común, pero en el cual era posible decidir en que momento comenzaba a rectificar. Dotando a la rejilla de *impulsos de tensión* convenientes, se podía obtener una adecuada regulación de la tensión de salida del rectificador.

En la actualidad, estos dispositivos han dejado de usarse, ya que el *diodo controlado*, o *diodo con regulación de compuerta*, o simplemente *tiristor* cumple muy bien esta misión, con ventajas. Por eso se ha hecho necesario su estudio.

TIRISTOR sin señal de control

Fig. 2.150



En la figura 2.150 vemos también el circuito general de principio. Existe una fuente de tensión principal, que alimenta al cátodo "K" por su (-), y el ánodo "A" por su (+). Pero además, existe un *circuito auxiliar* de mucha menor tensión, que pasando por un interruptor, confiere su polaridad (+) a un electrodo de control señalado en la figura con "G". La letra proviene de "grilla", denominación original que tenían los terceros electrodos en las válvulas a vacío, y puede observarse que se comunica internamente con una *tercera capa de se-*

En la figura 2.150 hemos dibujado el esquema de un tiristor, *sin señal de control*, vale decir, sin potencial en el *tercer electrodo*, también llamado *electrodo de control*, o también *compuerta*. Por lo tanto, un tiristor no es más que un diodo de silicio para alta potencia, al que se le ha adicionado un tercer electrodo.

micronductor. La letra "G" también proviene, en inglés, de *gate*, es decir, de *compuerta*, porque ésa es verdaderamente su misión. La capa de la compuerta es de algunas décimas de micrón de espesor, lo que revela lo delicado de su fabricación. También se ve en el esquema de la figura 2.150 que hay otra capa intermedia - débilmente negativa - por lo que el tiristor está compuesto por:

- una capa negativa, proveedora de los portadores negativos
- una capa positiva, que actúa de elemento de control
- una capa débilmente negativa, que facilita el camino al ánodo
- un ánodo, captador de electrones.

Se trata, en verdad, de un semiconductor formado por tres junturas, y como veremos enseguida, actúa como un interruptor de gran versatilidad y velocidad de respuesta. Explicaremos su funcionamiento, con ayuda de la figura 2.151.

El comportamiento ya lo adelantamos en la figura 2.132 abajo a la derecha, y su símbolo normalizado, en figura 2.133.

La capa de control actúa como la rejilla de un triodo, como hemos dicho, o sea que con tensión negativa (o con circuito de control abierto) no permite el paso de los electrones del cátodo hacia la capa intermedia del cristal, que en este caso actúa como lo que se denomina un *vacío interaxial*. Por el contrario, con potencial positivo como el que le confiere el *circuito auxiliar* a través del interruptor y el terminal "G" con su polaridad (+), los electrones invaden la capa intermedia, en donde la tensión aplicada desde el exterior por el ánodo, los hace seguir viaje. Las propiedades positivas de la capa de control son eliminadas cuando fluye la corriente, y todo se comporta como un diodo común. Apenas la tensión positiva se comunica al electrodo de control, produce en la zona de entrada un camino separado que facilita el tránsito de electrones que son atraídos. Se forman "canales" de conducción que rápidamente invaden todo el conjunto, que ensanchan la sección transversal de pasaje, hasta comprender toda la sección efectiva del cristal. Como se trata de un efecto de "plasma", no es posible detener la corriente de conducción una vez establecida aplicando tensión negativa al electrodo de control.

Al fenómeno por el cual se aplica la tensión adecuada al electrodo de control se lo llama *encendido*, *disparo* o *ignición*. Volviendo a la figura 2.132 abajo a la derecha, con tensión inversa se comporta como el diodo semiconductor, tal

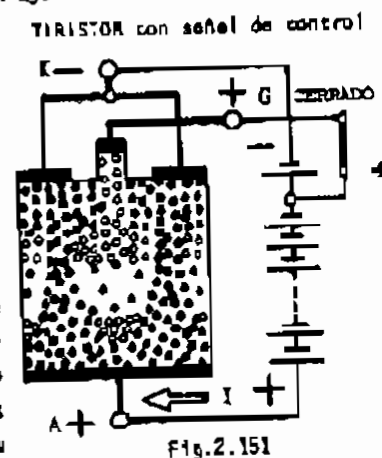


Fig. 2.151

CONCEPTOS sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

como es, y que el electrodo de control no juega papel alguno. Pero con tensión inversa (primer cuadrante) la corriente crece ligeramente, sin que nos interese esa forma de marcha. Al aplicar la tensión de encendido, o disparo, la corriente crece rápidamente en forma casi lineal, dado la baja resistencia que presenta. Cuando se aplica una tensión inversa, es decir, al (-) al "K" y al (+) al "A", el tiristor no debe conducir. Sin embargo, a causa de la concentración de portadores en la base del mismo, transcurre un cierto tiempo hasta que cesa efectivamente la corriente del ciclo de conducción, y existe un transitorio de corriente inversa y también se habla de un tiempo de recuperación que el tiristor va a necesitar para poder bloquear efectivamente, todo esto claro está, cuando a los terminales "K" y "A" se aplica tensión alterna. Además, como en el momento del disparo el tiristor no conduce instantáneamente en toda su área activa, el crecimiento de la corriente en el tiempo tiene un valor finito. También pasa algún tiempo hasta el tiristor comienza a conducir, por lo que es corriente hablar de un tiempo de retardo, del orden de 5 μ s.

2.3.6.- PRINCIPALES ASPECTOS CONSTRUCTIVOS.- La producción de diodos de juntura y tiristores, ha venido acompañada de una intensa investigación por parte de las industrias que se ocupan de estos elementos. Esto ha motivado la natural reserva de orden comercial que habitualmente practican esas industrias. Por ello, lo que pueda decirse de estos elementos primarios, es la información de tipo general, pero de ninguna manera los detalles de su tecnología de fabricación. En las figuras 2.152 a 2.154 dibujamos tres diodos rectificadores, en que los mismos dibujos permiten apreciar sus principales componentes. El de figura 2.152 es para corrientes del orden de 1,5 Ampere, y los otros progresivamente mayores hasta el orden de unos 250 Ampere. El elemento rectificador propiamente dicho, encapsulado, está en el interior.

Pequeño diodo de silicio para baja potencia

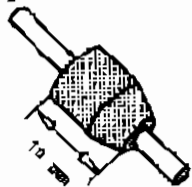


Fig. 2.152

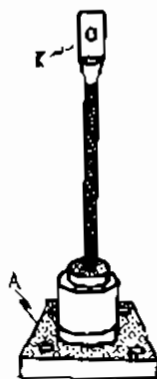


Fig. 2.153

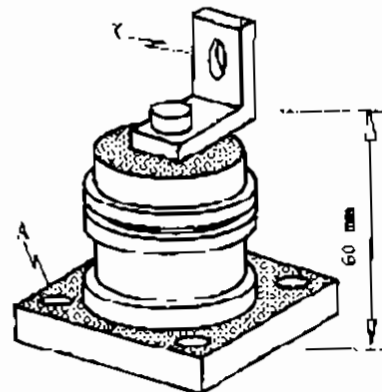


Fig. 2.154

LIBRO III: MAQUINAS

En estos diodos rectificadores, el área de conducción puede ser del orden de los 100 cm^2 , y se emplea silicio de gran pureza, ya que un defecto por pequeño que sea, puede dar lugar a una tensión de ruptura muy baja. Se requiere, en estos monocristales, una gran uniformidad para lograr una resistividad pareja. Los métodos por irradiación con neutrones han permitido sensibles mejoras en lo que a tensiones nominales de bloqueo se refiere. En los tipos hoy usados son corrientes densidades del orden de 120 Ampere/ cm^2 , con pérdidas de potencia de unos 4 kW. Si bien esas potencias no son altas,

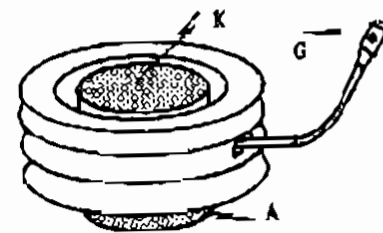


Fig. 2.155
Terminales
positivos

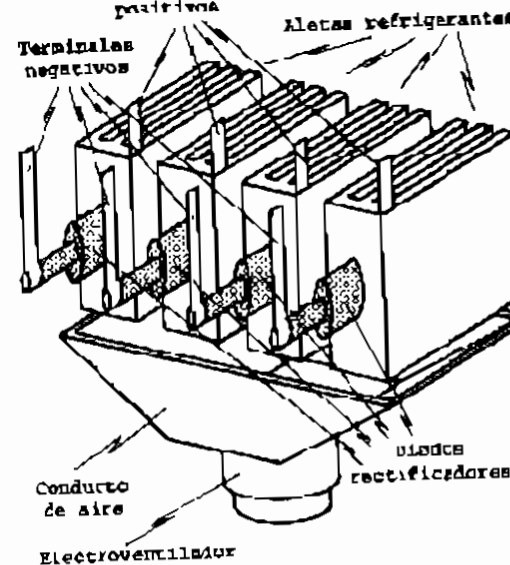


Fig. 2.157

se ha resuelto el problema de la disipación del calor, con aletas refrigerantes. Esta solución impone el agregado de adecuados ventiladores al conjunto de los diodos.



Fig. 2.156

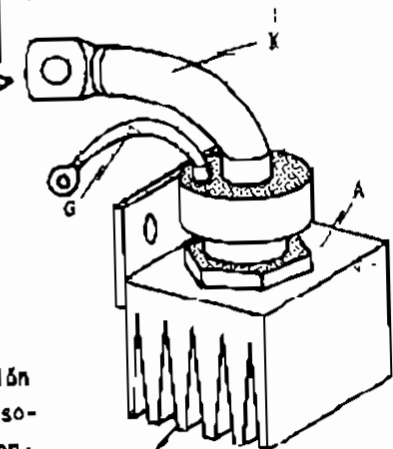
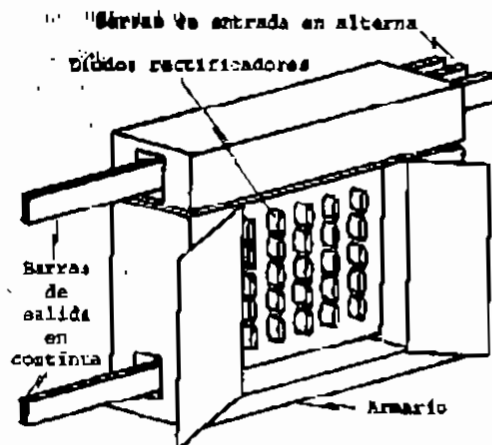


Fig. 2.158
Aletas refrigerantes



RECTIFICADOR DE ALTA POTENCIA

Fig. 2.159

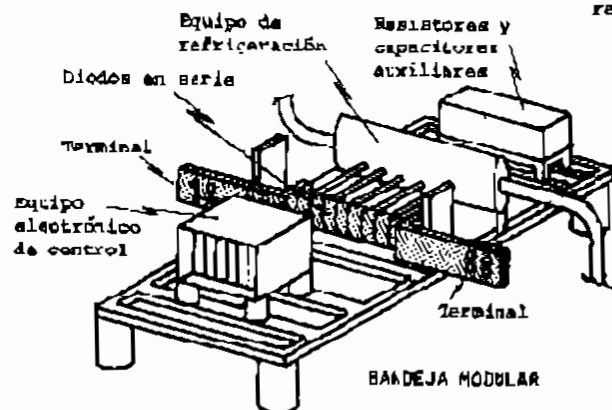
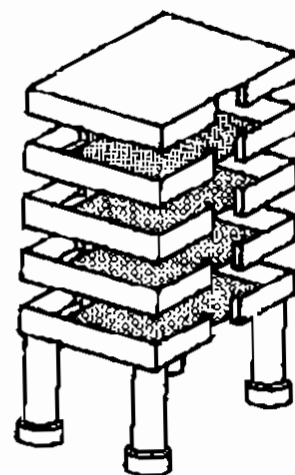


Fig. 2.160

auxiliares y de control. El conjunto de bandejas se agrupa en armazones como los que se enseñan en figura 2.161, formando grandes grupos, para lograr altas tensiones y elevadas corrientes. Estos conjuntos se emplean actualmente en los equipos para la transmisión de energía a corriente continua, que estudiaremos en el libro IV "Instalaciones" de esta colección.

♦ 2.3.7.- CIRCUITOS RECTIFICADORES.- Estudiaremos ahora los circuitos que muy corrientemente se emplean para convertir la corriente alterna, en continua. En la figura 2.162 de la página siguiente, indicamos la forma usual de



Armazón para la instalación de bandejas modulares.

Fig. 2.161

En la figura 2.159 podemos ver un armario para un rectificador industrial, de baja tensión. En figura 2.160 mostramos una bandeja con varios componentes, de manera de constituirse en un grupo funcional de tipo modular. Hay en la bandeja varios diodos en serie, con sus elementos

representar un rectificador, sin precisar sus conexiones internas. En el caso de la figura 2.162 se trata de un rectificador de corriente trifásica, a corriente continua. En la moderna tecnología, se han alcanzado tensiones bastante considerables para un solo diodo. Sin embargo, en los circuitos rectificadores de alta potencia, se deben aplicar muy

CONJUNTO DE VARIOS DIODOS PROTEGIDOS INDIVIDUALMENTE

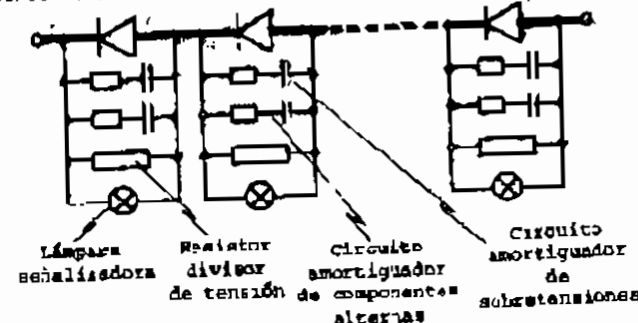


Fig. 2.163

representar un rectificador, sin precisar sus conexiones internas. En el caso de la figura 2.162 se trata de un rectificador de corriente trifásica, a corriente continua. En la moderna tecnología, se han alcanzado tensiones bastante considerables para un solo diodo. Sin embargo, en los circuitos rectificadores de alta potencia, se deben aplicar muy

a menudo tensiones relativamente altas a los diodos, razón por la cual no son suficientes los valores admisibles. En esos casos se recurre al artificio de colocar varios en serie, en forma que el conjunto esté en condiciones de soportar la tensión de servicio. En estos casos, también se debe adicionar al conjunto de diodos, de elementos de control y seguridad, a fin de lograr un funcionamiento seguro. En la figura 2.163 podemos ver un ejemplo de varios diodos en serie, con sus elementos auxiliares. Hay lámparas de señalización, que en caso de variar su brillo por algún fallo en la tensión parcial que la alimenta, señalan el diodo con problemas. Hay también un resistor en derivación, que hace las veces de divisor de tensión. En caso de salir de servicio un diodo, la corriente pasa por ese resistor, y el conjunto conserva su continuidad. Con una serie de resistor y capacitor, se logran los circuitos amortiguadores de sobretensiones y de componentes alternas, con el fin de lograr una disminución de cualquier alteración transitoria, o disminuir los efectos de armónicas. En algunos circuitos, la lámpara de señalización se sustituye por un relevador, que se encarga de sacar de servicio la unidad con averías, y hacer las alarmas correspondientes. Para la explicación de los diversos circuitos rectificadores, vamos a emitir que el conjunto de la figura 2.163, es un simple diodo, ya que lo que pretendemos es apreciar su funcionalidad dentro del conjunto.

En lo que sigue, vamos a describir los circuitos más usados actualmente

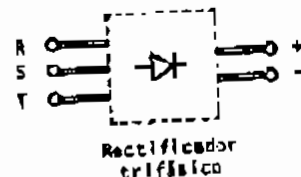


Fig. 2.162

• 2.3.7.1.- RECTIFICADOR MONOFASICO DE MEDIA ONDA.- Responde al circuito muy conocido de la figura 2.164. Se puede observar que, en la entrada de corriente alterna, hay un transformador. Esto es lo normal, por las razones que se irán viendo.

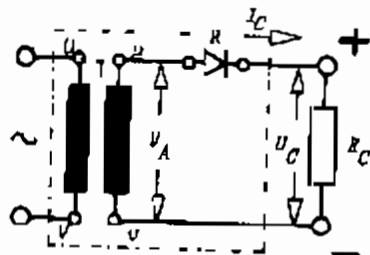


Fig. 2.164

Por lo regular, el transformador que precede al rectificador propiamente dicho, se lo llama *transformador adaptador de tensiones*. En el caso ahora en estudio, es un transformador monofásico común. Todo lo encerrado por la línea de puntos y trazos, es lo que debemos considerar como el rectificador, es decir, el transformador adaptador y el rectificador propiamente dicho. Veamos ahora cómo funciona este conjunto. Como el elemento rectificante "R" (que puede ser un conjunto como el de figura 2.163) sólo permite el paso de la corriente en un sentido, circulará corriente únicamente en los momentos en que el valor u sea positivo. De tal manera que si representamos las tensiones del lado de continua en función del tiempo, como ilustra la figura 2.165, sólo circulará corriente durante los semicírculos positivos de u , y la tensión rectificada tendrá la forma de onda que se pone en evidencia con trazo grueso en dicha

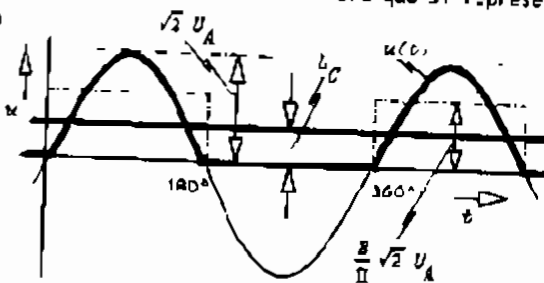


Fig. 2.165

figura. En el intervalo de 0° a 180° la tensión aplicada alcanza el valor máximo $\sqrt{2} U_A$, y si admitimos que el elemento rectificante "R" tiene resistencia nula (suposición que es aceptable, para este tipo de explicación), entre los terminales (+) y (-) del lado de continua, existirá la misma tensión. Pero en el intervalo de 180° a 360° , el terminal u es negativo, y el elemento rectificante "R" será equivalente a un interruptor abierto. Por lo tanto, la tensión entre terminales (+) y (-) del lado de continua, será nula en ese intervalo, lo que se representa por la recta de valor nulo. Luego, a partir de los 360° , se repite el ciclo anterior y así sucesivamente. La onda de la tensión de salida es entonces una pulsante. Para los fines prácticos, conviene conocer el valor medio de la onda de salida, que a todos los efectos será la *tensión continua de salida*. Por lo tanto:

$$U_A = \text{valor eficaz de la tensión alterna de entrada}$$

$$U_C = \text{valor medio de la tensión continua de salida}$$

Recordando el valor medio de una semisinusoidal, dado en Matemática, que es aplicable al valor medio del intervalo 0° a 180° tenemos:

$$U_C = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U_A = \frac{2}{\pi} U_{\text{máx}} \quad (2.298)$$

Pero como en el otro semicírculo de 180° a 360° el valor es nulo, el valor medio del periodo completo desde 0° a 360° será la mitad de la (2.298), o sea:

$$U_C = \frac{1}{2} U_C' = \frac{1}{2} \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U_A = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_A \quad (2.299a)$$

$$U_C = 0,45 U_A \quad (2.299b)$$

Esto quiere decir que, si aplicamos 1 volt eficaz de alterna por el lado de la tensión alterna, es decir, entre u y v del transformador adaptador, se obtendrán 0,45 Volt de tensión media rectificada. De aquí se deduce que en todo rectificador existe una relación fija entre tensión de entrada alterna, y tensión media continua de salida, que depende del tipo de rectificación. En el caso que terminamos de estudiar, esa relación es 0,45. Por esa causa, es sumamente difícil que la tensión alterna disponible de una red común, rectificada simplemente, permita obtener la tensión continua necesaria. Esto impone el empleo de un transformador adaptador de tensiones. Pero este transformador, además de cumplir esa misión, debe tener un diseño especial por la siguiente razón. Por el secundario circulará la corriente pulsante de valor medio I_C , que por lo visto en el tema 1.1.3.4.- del libro I "Circuitos" de esta obra, se trata de una poliarmónica. Consecuentemente, por el secundario del transformador adaptador no circula una corriente alterna sinusoidal como en este tipo de máquina, sino una corriente continua media, más una suma de alternas o armónicas. Por ello, su diseño difiere del de un transformador normal para los usos corrientes. Por lo regular, las pérdidas en el cobre son mayores y las del hierro también.

• 2.3.7.2. RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA A CONTRAFASE.- En este tipo de circuito, el transformador adaptador debe tener un punto medio en su secundario, y los terminales extremos se conectan a dos elementos rectificantes, el "R₁" y el "R₂". En este caso, el elemento rectificante "R₁" deja pasar corriente sólo cuando el terminal u es (+), y el "R₂" cuando v es (+). En cada semicírculo trabaja uno de los dos elementos rectificantes.

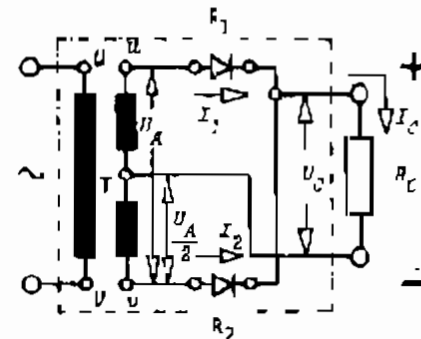


Fig. 2.166

Con tal combinación, la rectificación se efectúa en los dos semiciclos, como se muestra en la figura 2.167. Obsérvese que, en virtud de que cada elemento rec-

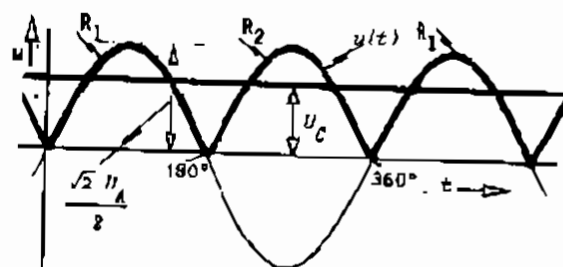


Fig. 2.167

tre uno de los extremos del secundario, y su punto medio. Por ello:

$$U_C = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{U_A}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_A \quad (2.300a)$$

$$U_C = 0,45 U_A \quad (2.300b)$$

La conexión es algo más costosa, ya que el transformador debe tener punto medio, lo que lo encarece algo y además, se requieren dos rectificadores. Sin embargo, la onda rectificada es de más calidad, porque se asemeja más a la continua pura.

• 2.3.7.3.- RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA A PUENTE.- Esta conexión - también llamada de Graetz - consta de un circuito que se parece al conocido puente de Wheatstone. En la figura 2.168 tenemos las conexiones. Se

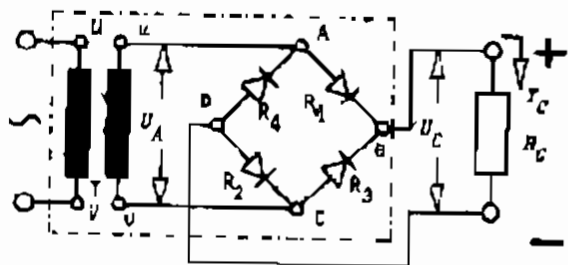


Fig. 2.168

verifica que el transformador adaptador no necesita punto medio, lo que es una ventaja. Pero requiere cuatro elementos rectificantes. Sin embargo, al bajar el precio de los rectificadores, este tipo de conexión se ha hecho muy frecuente. Es muy fácil ver como funciona. Cuando el te-

rminal u es positivo, el empalme A es (+), la corriente debe necesariamente ir por R_1 , ya que R_4 es bloque para esa polaridad. En el empalme B debe necesariamente seguir por la carga R_C para volver a D. Allí cabría la duda de si es posible seguir por R_4 o por R_2 . Debe hacerlo por R_4 ya que la corriente debe proseguir hacia los potenciales decrecientes, por las leyes de

Física. Así llega a C, y por allí retorna al terminal u completando el circuito. La forma de la onda rectificada es la misma que en el rectificador a contrafase, es decir, la de figura 2.167. Lo que cambia es la relación de las tensiones.

$$U_C = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U_A = 0,90 U_A \quad (2.301a)$$

$$U_C = 0,90 U_A \quad (2.301b)$$

Si el terminal u es el positivo, la corriente pasa por R_1 , la carga R_C y R_4 . Se aprecia así que, en cada semiciclo de la alterna, trabajan dos de los elementos rectificadores.

Para una mejor interpretación de todo lo dicho, apelamos a la figura 2.169, en que se ve la onda rectificada, su valor medio y los rectificadores que intervienen en cada semiciclo.

Esta conexión es hoy muy apreciada.

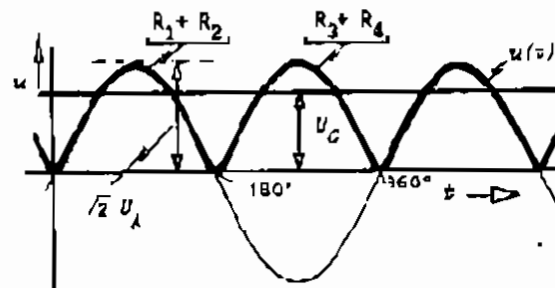


Fig. 2.169

• 2.3.7.4.- RECTIFICADOR TRIFASICO DE MEDIA ONDA.- En la figura 2.170 presentamos esta conexión. El transformador adaptador de tensiones, está en co-

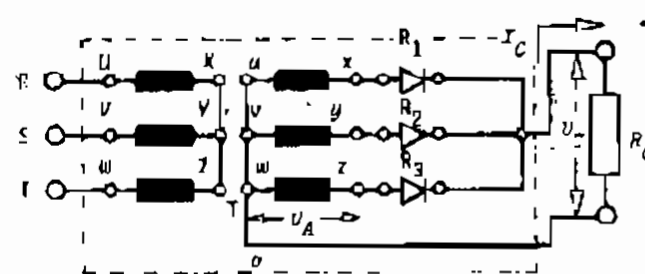


Fig. 2.170

nexión estrella-es-trella. El primario puede estar en triángulo, pero el secundario es imprescindible que esté en estrella. Cada fase tiene un elemento rectifican-te, los que actuar en orden cíclico. El neutro resulta el empalme obligado y es de hacer notar que cada fase secundaria con su elemento rectificante es enteramente igual que un rectificador monofásico de media onda, como el de la figura 2.164, de allí su nombre. En la figura de la página siguiente, la 2.171, se pueden apreciar las ondas de tensión de las tres fases $u_F(t)$, $u_G(t)$ y $u_H(t)$. También la forma de la onda rectificada, en trazo más grueso. Los rectificado-

res parciales R_1, R_2 y R_3 , van actuando en orden cíclico, según sean las tensiones a ellos aplicadas. Por ejemplo partamos para la explicación, de los 30° y la tensión en la fase u_R está creciendo, la tensión aplicada a R_1 es la mayor de todas, y por lo tanto, el terminal de la derecha

de R_1 está a menor potencial. O sea, el punto x es (+) con respecto al neutro del secundario, por lo que la corriente rectificada I_C se cierra por la carga R_C completando el circuito. Al traspasar el fenómeno los 180° , la fase $u_S(t)$ hace que el terminal y también sea positivo como x , pero de menor valor, por lo que actúa como si fuese negativo respecto a aquél. recién al traspasar los 180° el terminal y se hace más positivo que x y el rectificador R_2 toma a su cargo la rectificación hasta el neutro. Al llegar a los 270° es el terminal z el más positivo, y toma a su cargo la rectificación, para repetirse el ciclo indefinidamente. El valor medio de la corriente rectificada, o sea la continua de salida U_C es más alto que en casos anteriores. Además, la onda tiende mucho más a la forma recta ideal de una continua pura. La relación entre U_A y U_C se estudiará más adelante, en general.

♦ 2.3.7.5.- RECTIFICADOR TRIFASICO DE ONDA COMPLETA.- En forma semejante a como tratamos el rectificador monofásico de onda completa a contrafase, va-

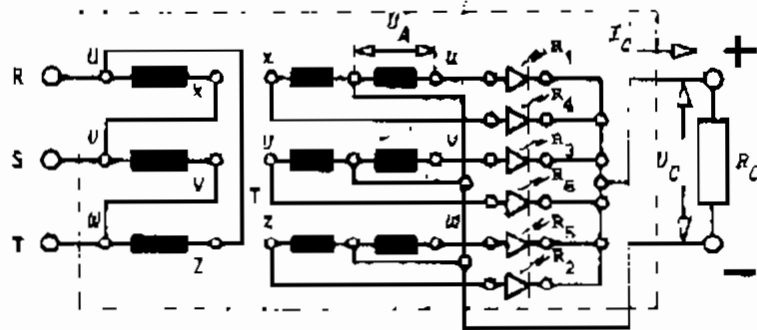


Fig. 2.172

mos ahora a tratar este caso de trifásico. Obsérvese en figura 2.172 que el transformador adaptador de tensiones, tiene su secundario con cada fase cívica-

da en dos partes iguales como en figura 2.166. Como el negativo de la salida concurre al punto central de todos los puntos medios u cada fase funciona en la misma forma que uno monofásico y cada fase tiene dos elementos rectificantes. Todo lo dicho anteriormente para el electro-

do que toma cíclicamente la rectificación en los casos del circuito de fig. 2.170 y los resultados de la figura 2.171, pueda ahora aplicarse en este caso. En la figura 2.173 analizamos el intervalo desde los 60° hasta los 120° durante el cual trabaja el rectificador R_1 , por ser el electrodo u de mayor potencial positivo. En el intervalo siguiente desde 120° hasta 180° , el electrodo z de la fase $u_z(t)$ es el de mayor potencial positivo respecto al punto neutro que es de menor potencial y por ello, debemos tomarlo negativo. El elemento rectificante R_2 se hace cargo de la rectificación. Del mismo modo, para las restantes fases e intervalos. Es fácil observar a través de la figura 2.173 que la onda rectificada tiene una "altura" mayor que en el caso trifásico anterior, es decir, el valor medio de la onda rectificada, valor medio de la continua, es mayor y debemos considerar que el conjunto produce una "salida continua" de mejor calidad. En el libro V "Auxiliares Electrónicos" de esta colección, estudiaremos y explicaremos mejor estos conceptos, que por ahora rogamos admitir.

♦ 2.3.7.6.- RECTIFICADOR TRIFASICO A PUENTE.- La conexión que ahora vamos a estudiar, deriva de la figura 2.166 adaptada a trifásica. En figura 2.174 es posible apreciar sus conexiones. Si en ella eliminamos una fase y sus dos elementos rectificantes, veremos que todo se reduce a lo del caso monofásico.

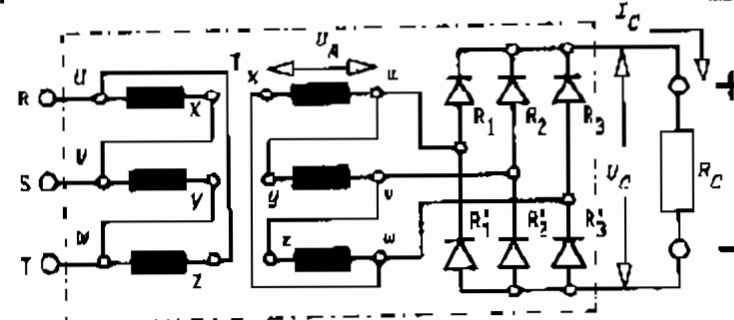


Fig 2. 74

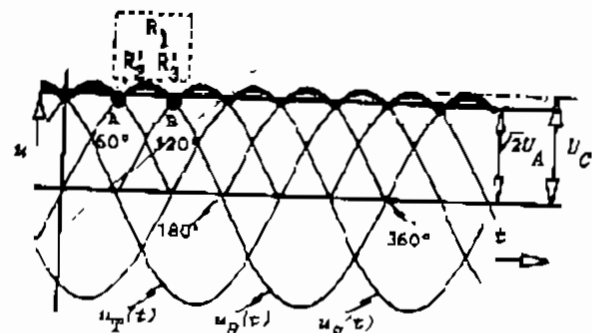


Fig. 2.175

encaminar hacia los potenciales menores. La forma de onda obtenida es idéntica a la de figura 2.173, de lo que se sigue que esta conexión, no presenta ventaja visible sobre aquella. Pero nótese que, al no requerir los secundarios punto medio, el transformador adaptador resulta de menor precio. Sin embargo, la ventaja mayor es que el secundario puede conectarse en triángulo, lo que permite eliminar terceras armónicas, y el funcionamiento es más satisfactorio, en general.

• 2.3.7.7.- RECTIFICADORES MULTIANODICOS.- Del mismo modo que hemos obtenido rectificadores trifásicos, es posible pensar en mayor número de fases, y en otros tipos de combinaciones. Se encuentran rectificadores de 6 fases, de 12 fases, y de mayores también.

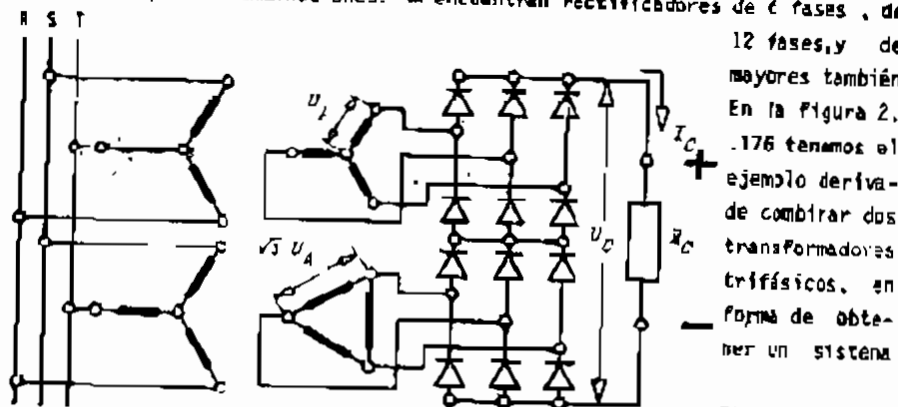


Fig. 2.176

exafásico con desplazamiento angular de 60° entre fases y fase. Esta combinación, se está empleando en las transformaciones de alta potencia para las transmisiones de energía en corriente continua de alta tensión.

En la figura 2.175 mostramos la onda rectificada. Como en los casos anteriores, examinamos un tramo de la onda, a fin de conocer cómo actúan los diversos elementos rectificantes. Cuando u es positivo, actúan R_1 en primer lugar y el retorno por R_2 y R_3 para

• 2.3.8.- RELACION DE LAS TENSIONES - En las fórmulas (2.301b), (2.300b), y (2.299b) encontramos la relación entre los valores de la tensión de entrada y la de salida, para los casos monofásicos. Con ayuda de la figura 2.177 vamos a buscar una expresión general para los casos polifásicos. En ese dibujo se ve una parte de una onda rectificada de salida, de la del tipo visto en figuras 2.171, 2.173 y 2.175. La expresión de la variación proviene de la onda:

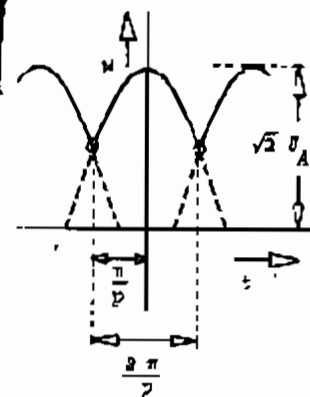


Fig. 2.177

El periodo T es equivalente a 2π en ángulos, y sabemos que el rectificador tiene p elementos de rectificación. Por lo tanto, la variación hay que considerarla sólo en el intervalo $2\pi/p$, que es el tramo en que actúa un elemento. El valor medio de la función en ese intervalo es:

$$U_C = \frac{1}{\frac{2\pi}{p}} \int_{-\frac{\pi}{p}}^{+\frac{\pi}{p}} \sqrt{2} U_A \cos \alpha \, d\alpha = \frac{p}{2\pi} \sqrt{2} U_A \left[\sin \alpha \right]_{-\frac{\pi}{p}}^{+\frac{\pi}{p}} = \sqrt{2} U_A \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (2.305a)$$

$$U_C = \sqrt{2} U_A \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (2.305b)$$

Para $p = 3 \rightarrow U_C = 1,17 U_A$ y para $p = 6 \rightarrow U_C = 1,35 U_A$

• 2.3.9.- RELACION DE LAS CORRIENTES.- En las consideraciones que siguen vamos a suponer que la corriente por electrodo es una constante durante el intervalo en que ocurre. Se trata de una hipótesis simplificada, que es normalmente aceptada en este tipo de estudio. En el dibujo de la figura 2.178 tenemos la representación de las corrientes de los ánodos en un caso trifásico. Es evidente que la corriente circula por cada electrodo, una tercera parte del tiempo total del periodo. Si I_C es la corriente conti-

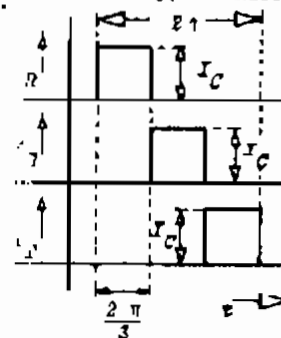


Fig. 2.178

una de salida, la corriente media de un ánodo durante un período T será:

$$I_{m\bar{a}} = \frac{I_C}{p} \quad (2.304)$$

siendo, como antes, p el número de ánodos, o elementos rectificantes. El valor eficaz de la corriente de ánodo es:

$$I_A = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left| I_C^2 \frac{2\pi}{p} \right|} = \frac{I_C}{\sqrt{p}} \quad (2.305a)$$

$$I_A = \frac{I_C}{\sqrt{p}} \quad (2.305b)$$

2.3.10.- FORMA DE LA ONDA RECTIFICADA.- En las figuras 2.165, 2.167, 2.169, 2.171, 2.173 y 2.175 hemos podido apreciar que la onda rectificada, a la salida de un rectificador, es una pulsante, tanto más atenuada cuanto más elementos rectificantes (o fases), tenga el rectificador. Semajante forma ha de tener la corriente entregada a la carga. Por esta causa, todas las ondas rectificadas se consideran compuestas por una fundamental y un tren de armónicas. A los efectos de atenuar esa deformación - con relación a la forma

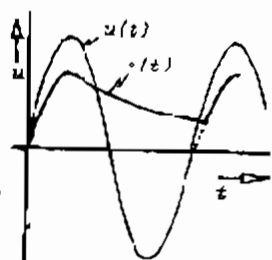
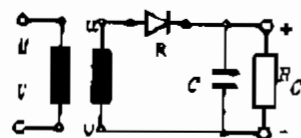


Fig.2.179

ideal que es una recta - es corriente agregar adecuados filtros, que son circuitos del tipo de los cuádrupolos vistos en el tema 1.5 del libro I "Circuitos" de esta misma colección. Tienen la misión de proporcionar a su salida, una tensión, o corriente, lo más horizontal posible. Uno de los filtros más simples es un simple capacitor, como el de figura 2.179, de valor C . Como consecuencia de este agregado, la onda de salida ha de tener una forma semejante a la de $i(t)$ en esa misma figura. Esto es debido a que, cuando se alcanza el valor máximo de la tensión, el capacitor alcanza su máxima carga y al disminuir la tensión se descarga sobre el circuito conforme su

ley de estado transitorio. Con esto, el nuevo ciclo ya no se inicia desde valor nulo y la corriente tiende a una forma de variaciones más atenuadas. Otro

método consiste en colocar en vez de un capacitor en paralelo, un reactor en serie. En casos más perfeccionados, se acude a combinaciones de capacitores y de reactores conectados en formas diversas. La teoría de los filtros debe consultarse en tratados especializados.

2.3.11.- ARMÓNICAS EN LA ONDA DE SALIDA.- Al ser la onda de salida una poliarmónica, es de esperar que la corriente suministrada a la carga, sea también una poliarmónica. Es entonces conveniente hacer un repaso del asunto. Para ello tomamos en la figura 2.180 la onda rectangular de salida, que actúa durante el tiempo;

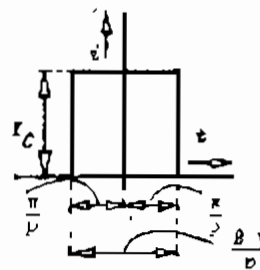


Fig.2.180

$$t_a = \frac{2\pi}{p} \quad (2.306)$$

Esa onda cuadrada será la suma de una serie de armónicas. Una componente cualquiera valdrá:

$$i_n = \int_{-1/p}^{+1/p} I_C \cos n\alpha d\alpha \quad (2.307)$$

$$i_n = \frac{2 I_C}{n \pi} \sin \frac{n \pi}{p} \quad (2.308)$$

2.3.12.- EFECTOS DE LA REACTANCIA DEL TRANSFORMADOR.- En los rectificadores, se acostumbra a denominar *comutación* al fenómeno por el cual un ánodo deja de trabajar, pasando a hacerlo el siguiente en el orden que le corresponde. Por ejemplo, en las figuras 2.171, 2.173 y 2.175 los puntos marcados con la letra "A" son puntos de conmutación. Retomando la figura 2.170 podemos apreciar que, en serie con cada elemento rectificante, está la reactancia que corresponde a cada bobinado secundario del transformador adaptador. Cuando se llega al punto de conmutación, un ánodo deja de funcionar pasando a hacerlo el siguiente. Pero aquí el fenómeno a estudiar, el ánodo que trabaja no puede extinguir en forma instantánea su corriente, debido a la reactancia que le ofrece el arrollamiento del transformador e idénticamente, el ánodo que comienza a trabajar, no puede tomar instantáneamente su corriente normal, a causa de los efectos de la misma reactancia que hace de amortiguador.

Con ayuda de la figura 2.131 de la página siguiente estudiaremos mejor el fenómeno. La tensión de la fase u está actuando, y el electrodo correspondien-

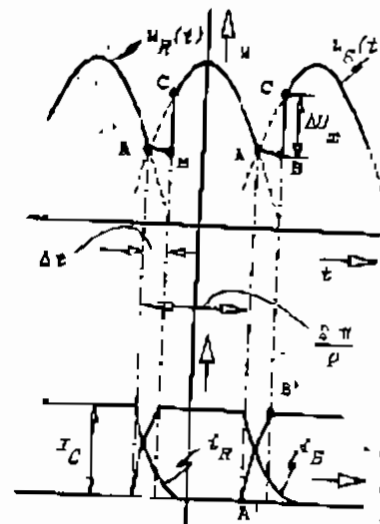


Fig. 2.101

te entrega la corriente i_G . Al llegar hasta el punto A termina la misión de la fase, y la corriente se extingue conforme una curva exponencial del régimen transitorio señalada con i_R en la parte inferior de la figura. A su vez, debe aparecer la corriente i_B que no puede hacerlo bruscamente por la misma reactancia. Estos fenómenos originan una caída de tensión que se resta a la tensión de salida. De este modo, entre la tensión que finaliza su misión $u_R(t)$ y la que toma su lugar $u_G(t)$, hay un intervalo Δt que se llama tiempo de conmutación, durante el cual por causa de las corrientes transitorias, aparece una caída de tensión ΔU_x que se resta a la tensión de salida a vacío. Al llegar la corriente al valor de régimen desaparece la caída de tensión, recomponiéndose la tensión. En la figura 2.101, la transición es el trazo a-b, y la recomposición al trazo b-c. Con las versiones se cumple que:

$$\text{Tensión de salida} = u_a = u - L \frac{di_L}{dt} = v - L \frac{di_v}{dt} \quad (2.309)$$

Durante el intervalo Δt :

$$i_u + i_v = i_G = \text{constante} \quad (2.310)$$

ya que es función del elemento conectado a la carga. Por esto;

$$\frac{di_u}{dt} + \frac{di_v}{dt} = 0 \quad (2.311)$$

Combinando las dos últimas;

$$2u_a = u + v - L \left| \frac{di_u}{dt} + \frac{di_v}{dt} \right| = u + v \quad (2.312)$$

Y nos sale:

$$u_a = \frac{u + v}{2} \quad (2.313)$$

Esto nos indica que, durante la conmutación, la tensión instantánea de salida es la semisuma de las actuantes en las fases que están conmutando. Recurriendo a tratados más profundos, como es "Applied Electronics" del M.I.T. página

338 y subsiguientes, encontramos que la caída de tensión vale:

$$\Delta U = \frac{v}{\pi} \frac{I_G X}{2} \quad (2.314)$$

Siendo:

- p = número de electrodos
- X = reactancia de dispersión del secundario
- I_G = corriente de salida

Se observa que la caída por reactancia es una función lineal y proporcional a la corriente de salida. Asimismo, en la citada obra, en página 341 encontramos que la corriente de ánodo no es exactamente la de (2.305b), sino;

$$I_a = \frac{I_G}{\sqrt{p}} \sqrt{1 - p X} \quad (2.315)$$

en donde X = función de (Δt) . El valor de Δt oscila entre 20° y 30° .

La tensión continua de salida, conforme la misma fuente vale:

$$U_a = U_{ax} - \Delta U_v = U_{\max} \frac{p}{\pi} \sin \frac{p}{\pi} - \frac{p}{\pi} \frac{I_G X}{2} \quad (2.316)$$

que es la tensión durante el intervalo de conmutación.

2.3.13.- CONTROL DE LA TENSION.- Si bien este tema ha tomado un gran desarrollo al momento de escribir este, hemos decidido que el mismo se tratará con mayor detalle en el libro V "Auxiliares Electrónicos" de esta obra. No obstante, daremos una primer orientación en lo que sigue.

La tensión continua de salida, por diversas razones de operación de los sistemas eléctricos de potencia, debe ser regulada. Con más razón, en los sistemas de transmisión de la energía en corriente continua, en que los rectificadores se usan como tales y como inversores o mutadores. En las primeras épocas, la regulación se hacía en los rectificadores a vapor mercurio, por medio del envío de pulsos de corriente, a las rejillas o grillas de las cubas. En la actualidad, la regulación se hace por medio del envío de señales al terminal de control del tiristor, que actúa como rectificador de potencia controlado. Recordemos que el tiristor es un diodo que tiene la particularidad de tornarse conductor si al electrodo de control se le aplica una tensión adecuada. Al proceso mediante el cual el tiristor se torna conductor, se le suele llamar *avanzado*, *disparo* o *encendido*, y consiste en una tensión positiva aplicada al electrodo de control.

Para comprender mejor el efecto de regulación de la tensión, conviene recurrir

demostramos que la tensión continua de salida, es el valor medio de la onda rectificadora. Por lo tanto, lo que hay que regular, es el valor medio. Vamos a explicar

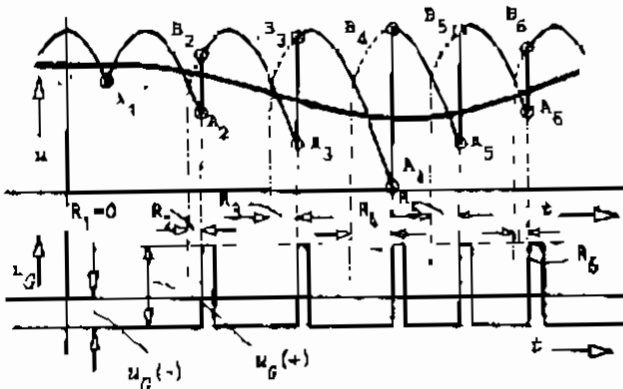


Fig. 2.182

esta forma de regulación con ayuda de la figura 2.182, en que se ve una onda de tipo genérico. Partimos para la explicación del punto A_1 de conmutación. La tensión cumple su cometido y debiera entregar la rectificación en la intersección de las ondas sinusoidales. Sin embargo, si la tensión del electrodo de control es negativa (ver parte inferior de la misma figura), el tiristor no "se enciende", o no "dispara". Pero si en un momento dado el electrodo de control recibe un "pulso" positivo, la rectificación se inicia y queda definitivamente establecida con independencia de la tensión de ese elemento. La aparición del "pulso" positivo se hizo con un retardo señalado en la figura con R_2 . En la intersección anterior, el retardo había sido nulo ($R_1=0$). Como consecuencia del atraso con se inicia la acción del electrodo siguiente, la curva de la tensión de salida presenta una disminución hasta el punto A_2 , para crecer bruscamente hasta B_2 en que recobra su natural desarrollo. Si en la intersección siguiente aplicamos un retardo de valor R_3 algo superior al anterior, la curva llegará hasta el punto A_3 y desde allí crecerá hasta B_3 . En el siguiente encuentro se aplica un retardo mayor aún de valor R_4 y la curva sigue hasta su valor nulo, para recobrar su entidad en B_4 . Luego, los retardos R_5 y R_6 se hacen disminuir. Pero lo interesante de este procedimiento es que, la onda de salida tiene una forma irregular determinada por los retardos en aplicar la polaridad positiva al electrodo de control. Si visualizamos esa onda de salida, notamos que su valor medio disminuye, cuando aumenta el valor del retardo. Dicho en otra forma, el valor medio de la onda rectificadora de salida, es función de los tiempos de retardo en la aplicación de los pulsos de tensión al electrodo de comando. Si los tiempos de retardo fuesen tales que, los puntos "A" quedasen abajo del eje de los tiempos, saldrían valores negativos de la tensión continua de salida. Esto, que pareciera no tener sentido práctico, se emplea en los inversores (mutadores u onduladores) para convertir corriente continua en alterna. No lo trataremos en

este punto, ya que se verá en el libro IV "Instalaciones" de esta colección. Es por ello que los rectificadores industriales actuales, es muy corriente que sean tiristores, es decir, diodos controlados. Con el artificio de suministrar a los electrodos de control un tren de pulsos adecuadamente modulados, se puede controlar muy bien la tensión continua de salida. Para ello, el rectificador debe estar provisto de un equipamiento electrónico auxiliar, encargado de proveer los pulsos con los retardos adecuados y la cadencia que corresponde. Sobre la base de esta idea, se contruyen muy eficientes equipos para la alimentación de motores de corriente continua de velocidad controlada.

2.4.- ALTERNADORES

♦ 2.4.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.- Un alternador es una máquina rotante, a la cual ingresa energía mecánica por su eje bajo la forma de un movimiento giratorio de *velocidad rigurosamente constante* y que se encarga de transformarla en energía eléctrica bajo la forma de un conjunto trifásico. Si bien fue la corriente continua la que históricamente se empleó primero para fines prácticos, es hoy la alterna trifásica la que se utiliza y el alternador la máquina más empleada para generar energía eléctrica en gran escala.

El alternador es una máquina rotante que presenta la particularidad de tener una relación fija entre la velocidad de accionamiento y la frecuencia de las corrientes que genera. A esta particularidad se la llama sincronismo. Por esta causa, a estas máquinas también se las llama generador sincrónico y en general, a toda máquina que presente esas propiedades, se la llama alternadora. La velocidad constante permite así obtener frecuencia constante para las redes de los servicios eléctricos.

Esencialmente, un alternador está compuesto por un conjunto de bobinas en las cuales se han de generar las fuerzas electromotrices y un campo magnético rotante provisto por una pieza especial para ello, como ya adelantamos en la figura 2.5 al tratar los campos magnéticos en general. Lo que se busca, es precisamente, un movimiento relativo entre bobinas y campo magnético.

Los primitivos alternadores tenían el campo inductor fijo y en el rotor, estaban las bobinas que se movían relativamente con respecto al mismo. Actualmente esto no se hace así. Como las tensiones generadas son en general de valor importante, se prefiere que las bobinas estén situadas en un órgano fijo, para lograr una más eficiente aislación. Es así que, todos los alternadores modernos son

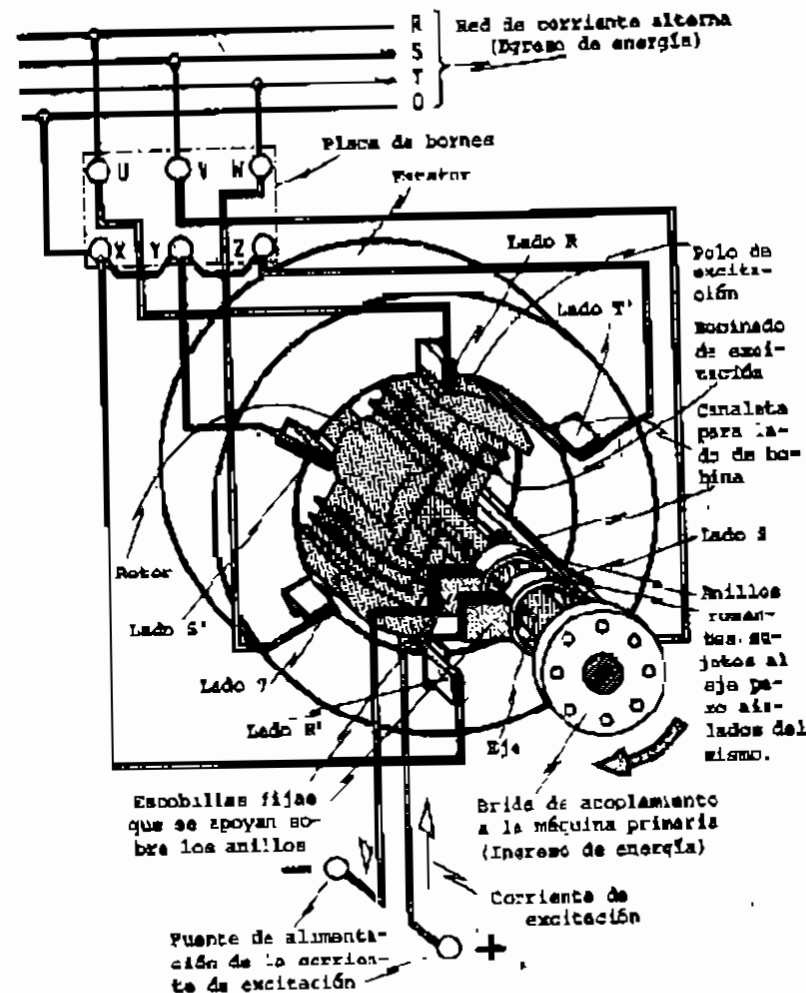


Fig. 2.183

de inductor móvil e inducido fijo. Por ello, para iniciar el estudio del generador sincrónico, tomamos la Figura 2.183 que nos presenta el esquema de un alternador trifásico. Si bien el dibujo representa el más elemental de los alternadores, tiene no obstante, todos los elementos corrientes. La energía mecánica ingresa por su eje desde una máquina primaria, a través de la brida de acoplamiento, que es el órgano de vinculación directa entre el sistema mecánico y el sistema eléctrico. La máquina primaria puede ser una turbina hidráulica, una turbina de vapor, una turbina de gas, un motor diesel o una turbina eólica, para citar lo más corriente. Sujetos al eje del alternador encontramos

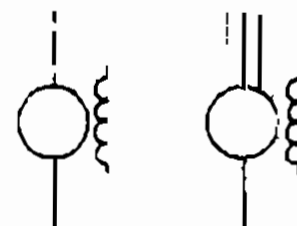
Los millos *escobillas*, sobre los cuales se apoyan las *escobillas*, las que se encargan de ingresar desde el exterior de la máquina la corriente continua, llamada *corriente de excitación*, que sirve para crear el flujo magnético que, al rotar, genera en las bobinas fijas, las fuerzas electromotrices. La corriente de excitación sigue hacia el interior del rotor por medio de conductores de conexión, alcanzado la *rueda polar*, importante pieza fija al eje, y que consta de *piezas polares*, o simplemente *polos*, o *polos de excitación*. Estos polos constan de un núcleo que está rodeado por un *arrollamiento* o *bobinado de excitación*. Por lo tanto, el *sistema inductor*, constituido por el eje con todos los elementos descritos y que pueden verse en la figura 2.183, giran a la velocidad de sincronismo. La corriente continua que ingresa a los anillos rozantes proviene de un *sistema excitación*, que estudiaremos en detalle más adelante. El tipo de rotor que tenemos de describir es el conocido como *rotor a polos salientes*, y es el empleado por máquinas cuyas velocidades por lo regular, no superan las 1000 revoluciones por minuto (RPM). Para los alternadores que funcionarán con velocidades de 1500 ó 3000 RPM (con frecuencia 50 Hz), se emplea otro tipo constructivo de rotor, llamado *rotor liso* o *rotor de tambor*, cuya imagen se corresponde con la figura 2.5, que conceptualmente no difiere del anterior.

El rotor descrito produce un campo magnético que gira con él, dentro del llamado *estator* o *inducido*, que es un conjunto de chapas de hierro al silicio adosadas una junto a otra como en el núcleo de los transformadores y que en líneas generales se asemeja a un cilindro hueco. En la superficie interior de dicho elemento, que se llama *estator*, hay en el ejemplo de la figura 6 *canalizaciones*, dentro de las cuales están alojados otros tantos *lados de bobina*. Los *lados de bobina*, cada dos, constituyen una *bobina de fase* en este ejemplo. Al conjunto de las bobinas, se lo llama *arrollamiento inducido* y es sede de las fuerzas electromotrices. Cada bobina tiene 2 *terminales*, que llegan hasta la *placa de bornes*, con la que se logra la vinculación entre el interior de la máquina y la red exterior en donde se usará la energía eléctrica. Las letras de la placa de bornes indicadas en el dibujo son las normalizadas. Por la parte posterior (que en el dibujo no se ven) están las conexiones entre un lado de bobina y su diámetro opuesto, conexiones que se denominan *cabezas de bobina*.

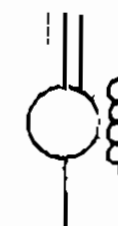
En las figuras 2.184, 2.185 y 2.186 mostramos la forma de representación de los alternadores, conforme las normas más usuales.

Actualmente, los alternadores se construyen de muy altas potencias. Es posible encontrar alternadores de más de 1000 MW acoplados a turbinas de vapor que reciben vapor de un generador term nuclear. Las tensiones de generación del orden de 20 kV son corrientes.

SIEMBOLES Conforme Normas IEEE Standard and American National Standard



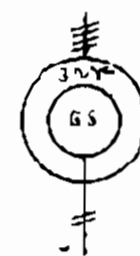
UNIPOLAR o UNIPOLAR



MULTIPOLAR o MULTIFILAR

Fig. 2.184

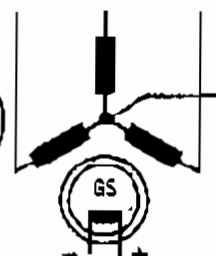
SIEMBOLES Conforme Normas Argentinas IRAM 2010



Forma Ia UNIPOLAR o UNIPOLAR



Forma Ib UNIPOLAR o UNIPOLAR



Forma IIb MULTIPOLAR o MULTIFILAR

SIEMBOLES Conforme las Normas Comisión Electrotécnica Internacional (IEC)



Forma Ib



Forma IIb

MULTIPOLAR o MULTIFILAR GENERADOR SINCRONICO TRIFASICO

ALTERNADOR TRIFASICO con rotor liso y Jaula amortiguadora

Fig. 2.185

Los alternadores se construyen a eje horizontal y a eje vertical, según sea la posición adoptada. Por lo regular, los alternadores destinados a ser accionados por turbinas hidráulicas, son de eje vertical.

Fig. 2.186

2.4.2.- CIRCUITO MAGNETICO Y BOBINAS.- En el dibujo que nos sirvió de partida, admitimos que la bobina de cada fase tenía una sola espira, pero lo corriente es que la bobina tenga varias espiras. Además, en el estator encontramos tres juegos de bobinas, por ser sistemas trifásicos. Existen alternadores monofásicos y bifásicos, pero no son de gran interés técnico. En la Fig. 2.187 podemos ver el mismo conjunto de figura 2.183, de frente, puntualizando los elementos que más nos interesan para explicar el tema y mostrando los lados de bobina y las líneas del circuito magnético formado. Vemos que hay un desplazamiento de 120° entre cada fase, como corresponde para obtener un sistema trifásico perfecto de tensiones. Señalamos muy particularmente que $120^\circ = 120^\circ$, lo que requiere una explicación especial, que más adelante perfeccionaremos.

Por el momento, digamos que frecuentemente al tratar sobre bobinados, nos encontraremos con *grados geométricos* y *grados eléctricos*, lo que no debe extrañarnos.

En la figura 2.187 se nota que el inductor provoca, a causa de la corriente de excitación, un *campo magnético* que atravesando el *entrehierro* (tramo de aire en el circuito magnético), penetra en el inducido, dividiéndose en dos partes iguales, para reencontrarse en la parte diametralmente opuesta. Como hemos dicho, las bobinas se componen de varias espiras, lo que técnicamente se traduce en la conveniencia de fabricarlas separadamente y envolver

al conjunto finalmente con adecuadas cintas aislantes. Esto lo veremos mejor al tratar los bobinados. Por esto, las bobinas se presentan como un todo compacto, del que emergen sólo dos terminales, como en figura 2.188 en que hemos dibujado las tres bobinas de la figura 2.187, pero afuera del estator. En ese dibujo, las bobinas fuera de la máquina, conservan sus posiciones relativas. Las

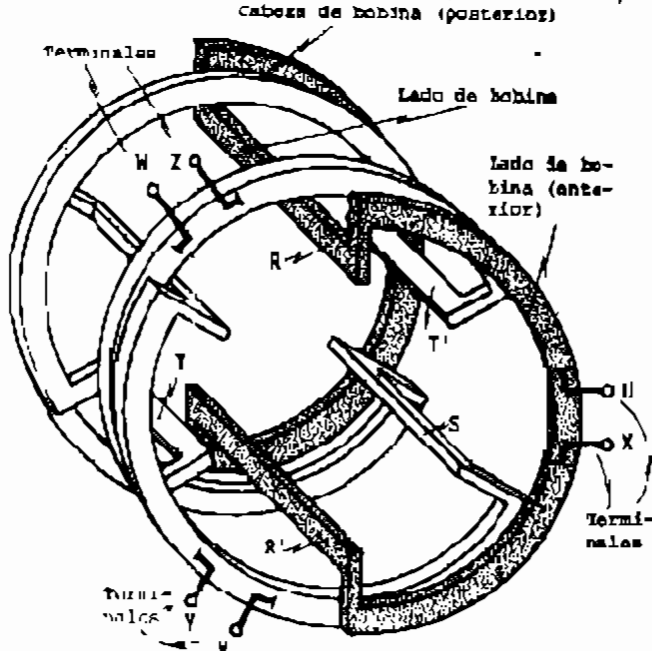


Fig. 2.188

cabezas de bobina, allí se han dibujado curvas, pero no necesariamente deben ser así. Las cabezas de bobina son partes inactivas del sistema inductor, ya que están prácticamente fuera del alcance del flujo inductor. Su misión es sólo de empalme entre lados activos, alojados en las canaletas. En lo que a la conexión se refiere, prácticamente todos los alternadores conectan su estator en estrella.

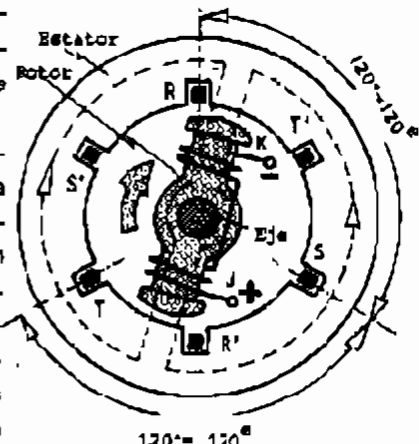


Fig. 2.187

El alternador hasta ahora descrito es de sólo dos polos, pero también los hay mayor número. En figura 2.189 vemos al croquis de frente de un alternador de cuatro polos, en el cual el sistema de lados de bobina del estator está duplicado a causa de la presencia de un doble sistema inductor en el rotor. En este caso, cada par de polos cumple igual misión que los dos polos del ejemplo anterior, de lo que se deduce que a cada par de polos del rotor, le corresponde un sistema completo de generación. Todos estos diversos sistemas de generación pueden estar conectados entre sí,

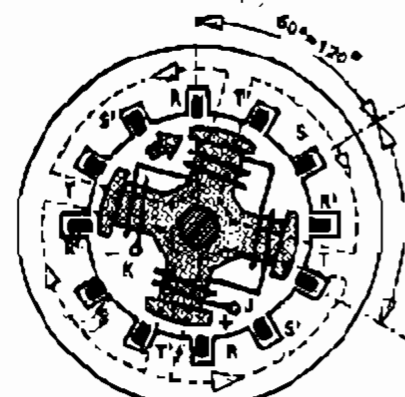


Fig. 2.189

fase por fase, en serie o en paralelo, según lo haya determinado el proyectista de la máquina para un mejor aprovechamiento del espacio y los materiales. Nótese que el circuito magnético tiene ahora una configuración diferente. A raíz de que cada par de polos excitadores integran un sistema generador, cada grado geométrico equivale a dos grados eléctricos, en este caso. Dicho en otras palabras, por cada grado que gira el rotor, las corrientes inducidas en el estator cumplen dos grados, a raíz de que por cada vuelta completa que cumple el rotor, pasarán frente a cada lado de bobina cuatro polos, dos Norte y dos Sur. Puede decirse también que, por cada vuelta completa del rotor, o sea 360°, se generarán dos ciclos de corriente alterna, vale decir, 720° en cada fase. Por esa razón hemos anotado en la figura 63° = 120°, debido a que en las máquinas eléctricas rotantes de corriente alterna, es necesario distinguir los grados geométricos de los eléctricos. Este hecho, meramente constructivo, se puede poner de manifiesto estableciendo la relación entre ambos tipos de arcos, que en adelante emplearemos:

$$\alpha^g = \frac{\alpha^e}{p} = \frac{2\alpha^e}{P} \quad (2.317)$$

siendo:

- α^g = grados sexagesimales, o geométricos, de cierto arco
- α^e = grados eléctricos del mismo arco
- p = número de pares de polos
- P = número de polos ($P=2p$).

Esta generalización es válida sin necesidad de otra demostración, ya que resulta fácil comprender lo indicado por la (2.317), que se cumplirá para cualquier número de polos que tenga una máquina.

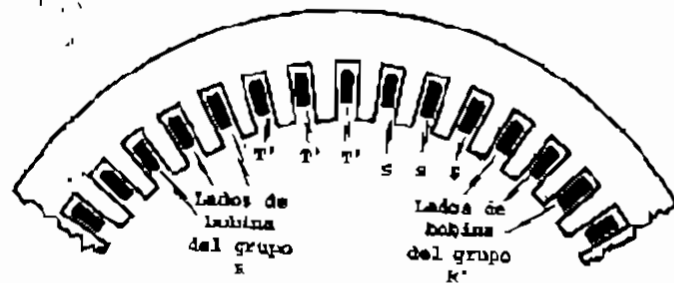


Fig. 2.190

Como lo marca la figura 2.189, esa disposición requiere practicar 12 ranuras en el estator. lo que desde el punto de vista del aprovechamiento del espacio y los materiales, es poco conveniente.

ya que se trata de un número reducido y la superficie interior del estator no está aprovechada en forma adecuada. Es por esto que es común dividir cada lado de bobina en varios parciales de igual función, formando grupos semejantes. Por ejemplo, en la figura 2.190 se aprecia un trozo de estator como el de la figura 2.189, pero con cada lado de bobina subdividido en tres. Esta forma constructiva es corrientemente empleada, como veremos al tratar específicamente los bobinados y por ello encontramos en las máquinas, un número elevado de ranuras, pero conservando la cualidad de que ese número es múltiplo de tres.

2.4.3.- FRECUENCIA Y NUMERO DE POLOS - Volviendo a la figura 2.187, supongamos que el rotor gira a razón de N vueltas por minuto. Por cada revolución, en cada fase del estator, se generará un ciclo completo de la fuerza electromotriz alterna, razón por la cual, la máquina generará N ciclos por minuto. Pasando a ciclos por segundo, que es lo usual, tendremos:

$$f = \frac{N}{60} \quad (2.318)$$

Esta fórmula sería válida sólo para un par de polos (dos polos), o sea $p=1$, por lo que para darle generalidad debemos escribirla del siguiente modo

$$f = \frac{N P}{60} = \frac{N P}{180} \quad (2.319)$$

siendo:

- f = frecuencia de la fuerza electromotriz inducida, en (1/s).
- P = número de pares de polos del rotor
- N = número de polos del rotor
- N = velocidad de giro, en (RPM)

Esta fórmula es de validez general, para cualquier número de polos, como lo po-

demostramos comprobando fácilmente viendo la figura 2.189, en que por cada vuelta del rotor producen dos ciclos de la fuerza electromotriz.

Con la (2.318) se puede afirmar que, para frecuencia constante $f=60$, el número de polos será tanto mayor, cuanto menor sea la velocidad. Por esto, los alternadores accionados por turbinas de vapor o turbinas de gas, que son máquinas que deben funcionar a velocidades altas para tener buen rendimiento termodinámico, tienen un reducido número de polos, y para su rotor se impone el tipo llamado rotor liso o rotor a zambora. Las turbinas de vapor que funcionan a la velocidad de 3000 RPM, tienen alternadores de $p=1$ que logran una frecuencia de $f=60$. Inversamente, los alternadores arrastrados por turbinas hidráulicas, generalmente lentas, tienen gran cantidad de polos, lo mismo que los alternadores accionados por motores diesel. Por ejemplo, un generador sincrónico accionado por una turbina hidráulica de 200 RPM debe tener $p=18$ ($P=36$) para lograr 60 ciclos por segundo.

2.4.4.- PRINCIPALES ASPECTOS CONSTRUCTIVOS.- En primer lugar, vamos a estudiar las carcasas, que son los órganos estructurales exteriores de sostén. La figura 2.191 nos muestra un ejemplo para máquina pequeña o mediana. Consiste

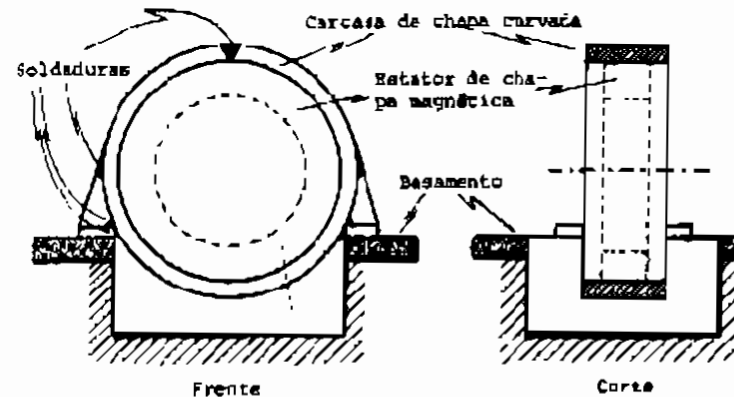


Fig. 2.191

en una chapa de hierro laminado que forma un cilindro de poco espesor soldado por una generatriz luego de ser convenientemente curvado. A ese cilindro se le sueldan patas de apoyo, para vincular la máquina con el basamento. La vista en corte y de frente permite ver la disposición general y la fosa para lograr una altura conveniente para las inspecciones y desarme. En la figura siguiente, la 2.192, tenemos el dibujo de una carcasa más importante construida con chapas de hierro soldadas en forma de "cajón", tipo empleado generalmente para máquinas de gran diámetro. La carcasa se construye en dos partes, no sólo para permitir un fácil desmontaje, sino también para facilitar el transporte. No debe olvidarse que los grandes alternadores deben trasladarse desde las fábricas hasta los lugares de emplazamiento,

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

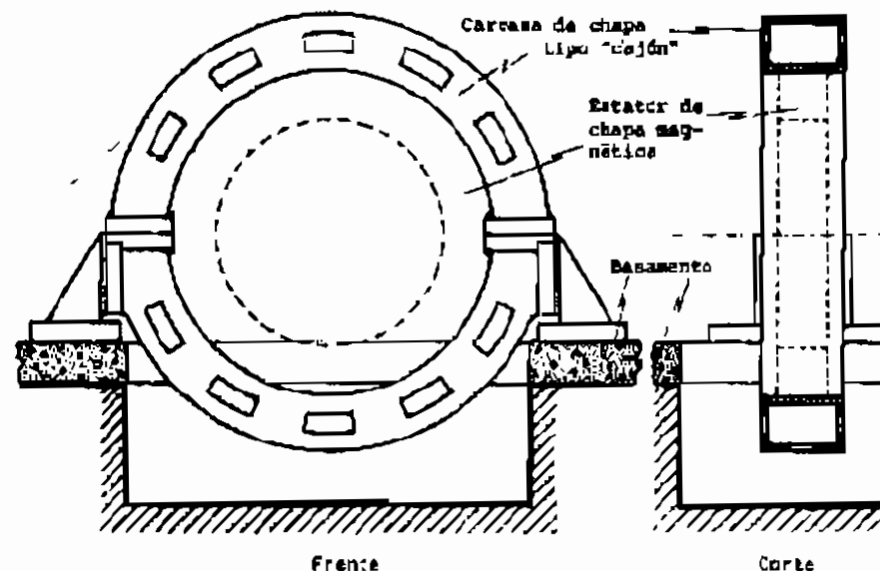


Fig. 2.192

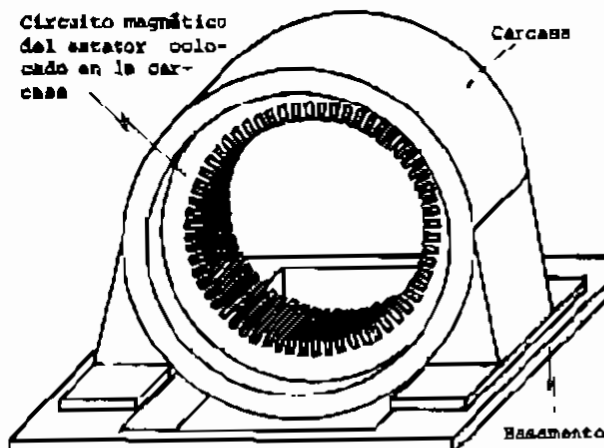


Fig. 2.193

obra, cruces difíciles, puentes angostos y de poca capacidad de carga, como alturas sobre la ruta que no permiten piezas muy grandes. Sin dejar de apreciar que la capacidad en peso y dimensión de los vagones ferroviarios y de los remolques por carretera, tienen sus naturales limitaciones.

Dentro de la carcasa se coloca el llamado "paquete" de chapas de hierro al silicio que constituyen la parte fija del circuito magnético. La figura 2.193 nos enseña la forma en que habitualmente vemos al conjunto de las chapas, que por lo regular son de 0,5 mm. de espesor cada una y de 2,0 a 3,0 Watt por centímetro de pérdidas. Ver tema 1.7.2. - del libro I "Circuitos" de esta obra

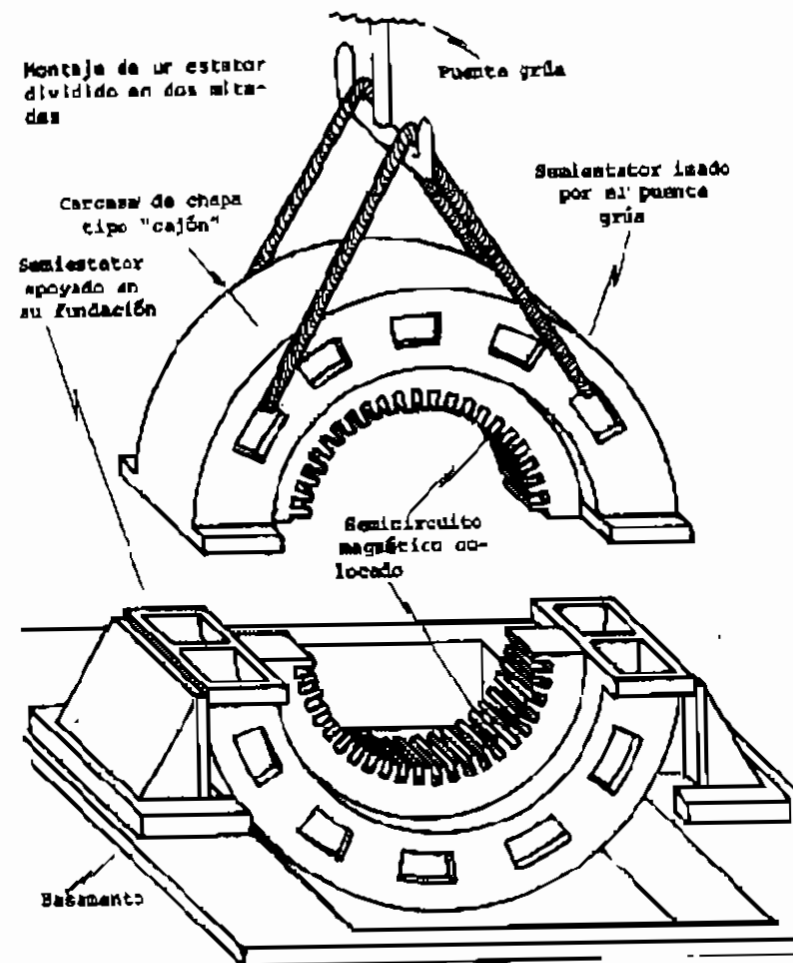


Fig. 2.194

No se emplean en los alternadores chapas magnéticas de bajas pérdidas como en el caso de los transformadores, porque dichas chapas al contener más alto porcentaje de silicio, presentan más dureza al corte y desgastan rápidamente las herramientas (matrices) con que se trabajan para darles las formas adecuadas. En la figura 2.194 tenemos un croquis que muestra la forma en que se hace la parte superior de la carcasa de un alternador. Para el montaje, se coloca la parte inferior primero, se fija, se monta el rotor, y finalmente la mitad superior de la carcasa. Esta operación se hace con un puente grúa, que permite desplazar la pieza superior hasta los lugares de inspección y reparación, y para su carga y remitir a talleres de reparaciones. Esta vista de figura 2.194 nos

permite apreciar que la sala de máquinas de una central eléctrica, ya sea por sus alternadores como por sus transformadores, requiere una obra civil de naturaleza muy particular. El diseño de la sala de máquinas es un típico trabajo interdisciplinario de ingeniería, ya que los planos del edificio, sólo se pueden comenzar cuando se ha definido la máquina y se tienen todos los planos de la misma. La fijación de la parte inferior del estator se logra por medio de anclajes de cuidadoso diseño, particularmente, cuando hay vibraciones.

En la figura 2.195 presentamos el dibujo de un estator de alternador de eje vertical, de baja velocidad y gran número de polos. El estator se fabrica por segmentos, debido al gran peso y diámetro y el montaje se debe hacer como ilustramos. Por lo regular, este tipo de alternador es el que se acopla a las turbinas hidráulicas. Aquí también el puente grúa juega un papel importante.

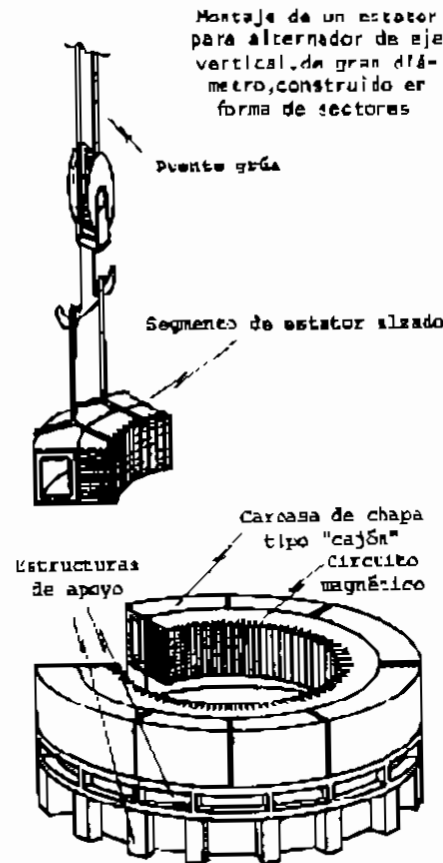


Fig. 2.195

Como hemos dicho un poco antes, el circuito magnético se construye por medio de chapas de hierro al silicio apiladas. Si el diámetro es pequeño, las chapas se están en una sola pieza. Pero lo más corriente es que el conjunto deba hacerse por segmentos. En la figura 2.196 se enseña el criterio empleado, en que se ven las chapas apiladas por naps alternadas. Esa disposición alternada, se debe a que ocasiona un menor entrehierro equivalente al circuito magnético. Las chapas se cortan primero en forma de segmentos y luego se le practica las canales con una matriz múltiple, o con una matriz simple y un divisor universal que hace canaleta por canaletas. Cada chapa se rodea con las restantes para formar la carcasa magnética. Por lo regular, la primera y última chapa, son de espesor mayor que las restantes, para suministrar consistencia al conjunto. Las canaletas en donde habrán de ir alojados los lados de bobina, se tallan con

Criterio para el armado del "paquete" de chapas del estator

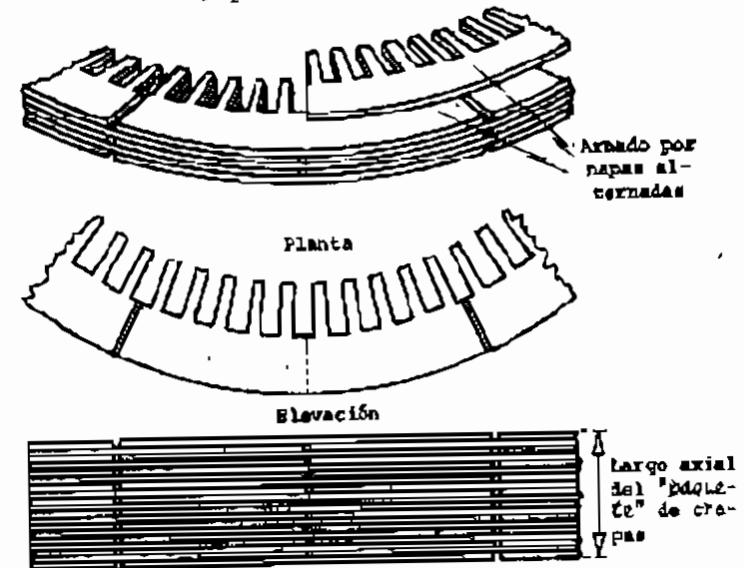


Fig. 2.196

Algunos tipos de ranura de estator

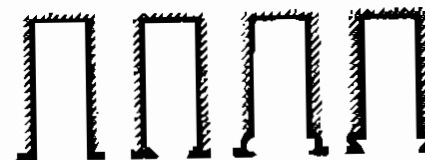


Fig. 2.197

formas diferentes. En la figura 2.197, se muestran algunos de los formatos más corrientes. Al tratar los bobinados, se verán las razones de sus formas.

En la figura 2.198 mostramos una de las formas de fijar la carcasa al basamento, y en la figura 2.199 vemos la forma simple de fijar el "paquete" de chapas a la carcasa. Esta fijación se hace de diversas formas, según sea la potencia, diámetro, posición del eje, y velocidad de la máquina. En la figura

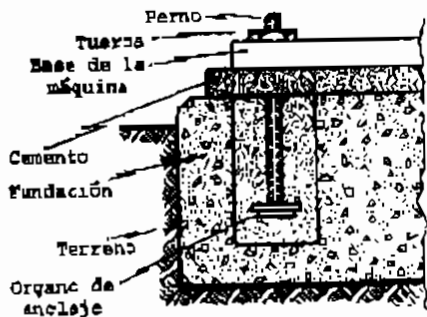


Fig. 2.198

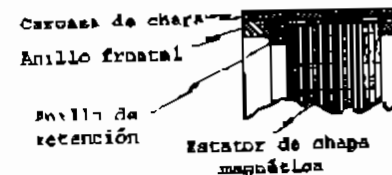


Fig. 2.199

2.200, figura 2.201 y figura 2.202 enseñamos por medio de varios croquis, otras formas de fijación. Las figuras, con sus leyendas, entendemos son suficientes como para interpretar esas formas constructivas.

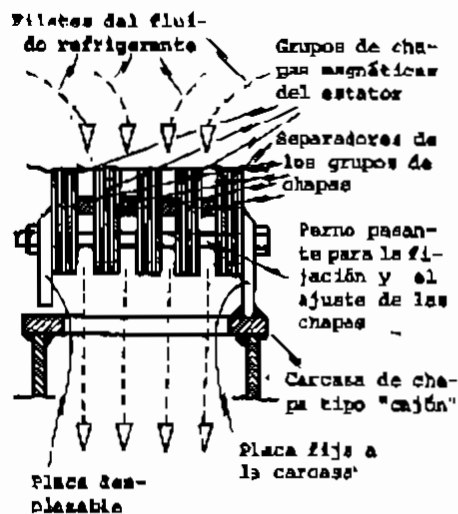


Fig. 2.201

de ventilación que permiten el paso del aire de refrigeración por el estator, y alcanzar al rotor. En otros dibujos se explicará mejor cómo es el circuito de refrigeración. Es fácil deducir que el "paquete" magnético, debe ser fraccionado, lo que obliga a colocar adecuados separadores, por lo regular, de madera como

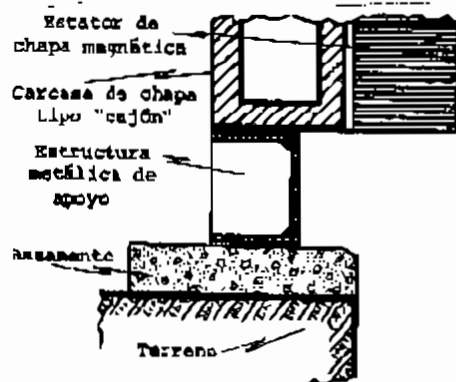
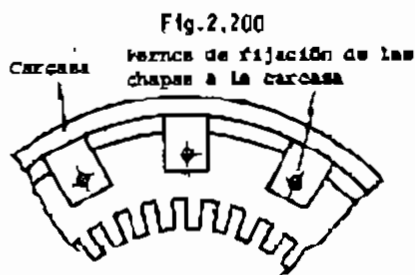


Fig. 2.203

Tenemos ahora que pasar a describir el órgano giratorio, el rotor. Lógicamente, deben existir cojinetes sobre los cuales se apoya el rotor, también llamados co-



La figura 2.201 corresponde a un alternador con carcasa tipo cajón, de eje horizontal. La Figura 2.202, en vez, corresponde a un alternador de eje vertical. En estas dos últimas figuras se han marcado los canales

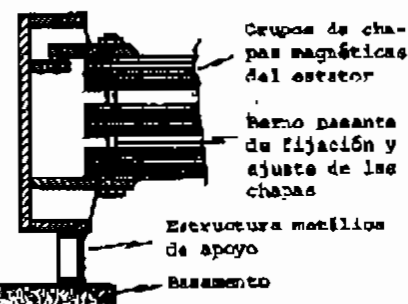


Fig. 2.202

en transformadores.

Con todos estos dibujos hemos suministrado una idea del estator, que también se llama inducido, y en el que básicamente se tiene la parte fija del circuito magnético y las bobinas del inducido. El estator es la parte fija del alternador, que se apoya en el basamento o fundación. En la figura 2.203 presentamos un detalle de la forma en que se apoya el estator de

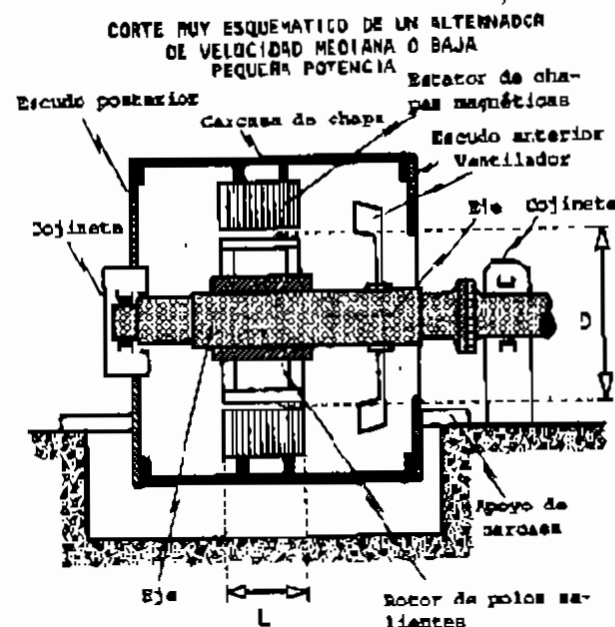


Fig. 2.204

CORTE MUY ESQUEMATICO DE UN TURBOALTERNADOR DE ALTA VELOCIDAD

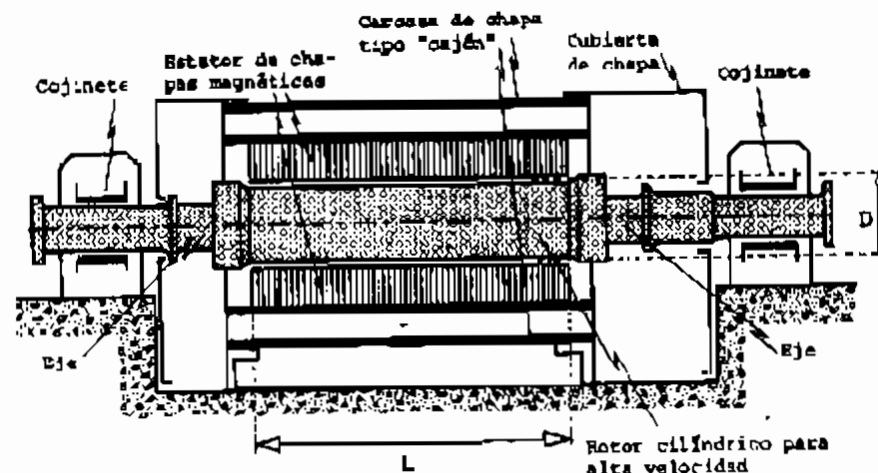


Fig. 2.205

las piezas de los extremos, que sirven para protección del interior, pero también, como elemento de sostén de los cojinetes. La carcasa es conocida, pero aparece un ventilador que se encarga de tomar el aire por uno de los extremos

portes. Sin embargo, nos ha parecido prudente hacer primero una descripción general del alternador, mediante croquis esquemáticos en corte. Para ello, hemos dibujado a modo de ejemplos, tres alternadores bien diferentes cortados por un plano pasante por el eje de giro.

En la figura 2.204 tenemos un alternador de poca potencia, eje horizontal. La misma figura señala sus partes esenciales. Notemos que, en los extremos están los escudos o tapas, que son

e impulsarlo hacia el otro, pasando por las partes interiores, permitiendo la evacuación del calor. Pedimos tener atención en la proporción que guardan el diámetro D con el largo axial L , como simple elemento de comparación con otros alternadores.

En la figura siguiente 2.205 dibujamos un alternador de alta velocidad y gran potencia, un turboalternador, de construcción distinta al anterior. Debido a su velocidad, el diámetro D es chico, porque con esas velocidades, las fuerzas centrífugas de las partes rotantes resultan elevadas. Conviene diámetros reducidos, porque los esfuerzos

centrífugas son función del cuadrado de la velocidad. La carcasa es del tipo a cajón, para permitir adecuados recorridos al fluido refrigerante. En este turboalternador, las tapas o escudos, ya no son apropiados para sostener los cojinetes, y se recurre a piezas de soporte especialmente diseñadas a estos efectos, que se apoyan en las fundaciones. Los turboalternadores de gran potencia, suelen refrigerarse con hidrógeno en circuito cerrado.

Finalmente, en la figura 2.206 tenemos el esquema de un alternador de eje vertical, acoplado al rotor de una turbina hidráulica. Aquí también hay que prestar atención a la relación entre D y L . Tres cojinetes aparecen en este conjunto. El principal es el del centro, en donde se apoya todo el peso de las partes rotantes. Este cojinete, suele llamarse "Michell" y es de empuje axial. Arriba y abajo del mismo, adecuadamente dispuestos, están los cojinetes de guía que sirven para mantener debidamente centrado el conjunto.

CORTE MUY ESQUEMATICO DE UN ALTERNADOR DE MUY BAJA VELOCIDAD ACCIONADO POR UNA TURBINA HIDRAULICA

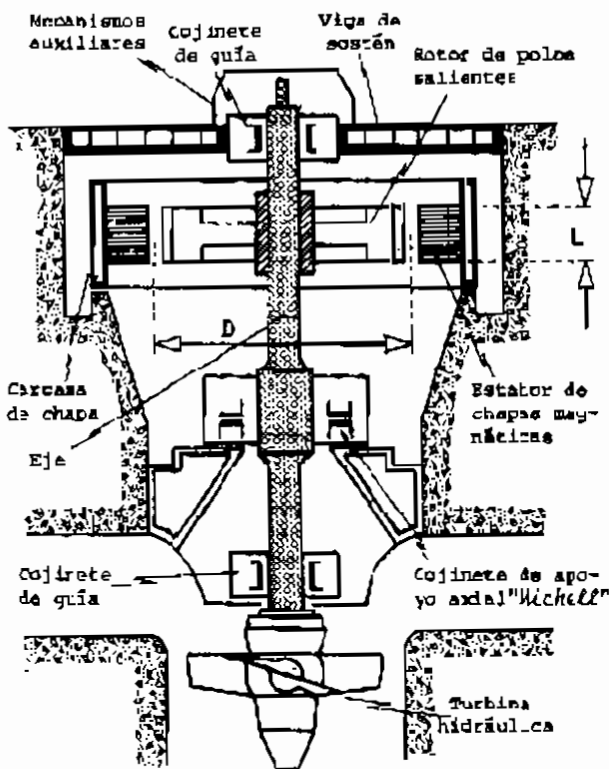
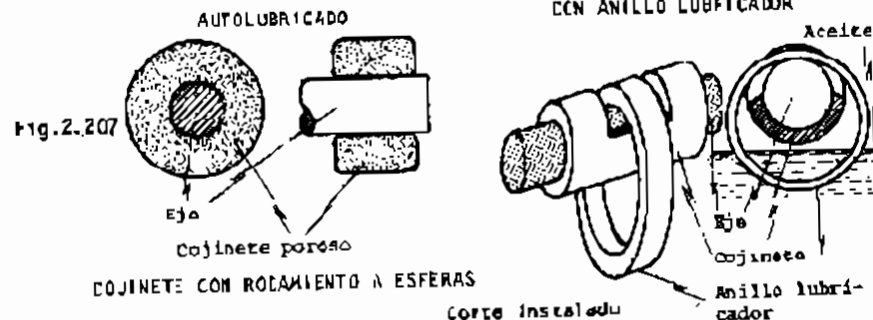


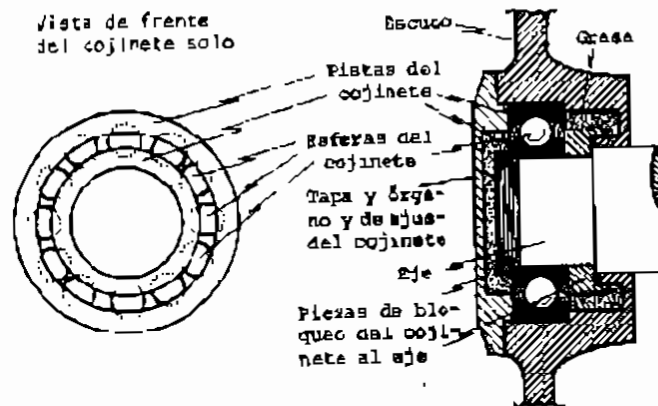
Fig. 2.206

COJINETES A FROTAMIENTO

CON ANILLO LUBRICADOR



Vista de frente del cojinete solo



COJINETE CON RODAMIENTO A RODILLOS
Corte instalado

Fig. 2.208

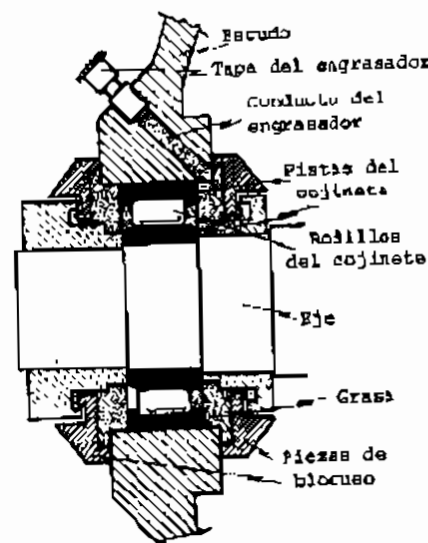


Fig. 2.209

En las figuras que llevan los números 2.207, 2.208 y 2.209, podremos apreciar esquemas de tres tipos de cojinete. El primero para máquinas de escape parte / los restantes, para máquinas corrientes. La elección de los cojinetes de una máquina, contempla diversos factores y no

es intención hacer aquí el relato, sino solamente su mención informativa. Los tipos dibujados son para eje horizontal, y esfuerzos verticales solamente. Pero sabemos que hay cojinetes para diversos esfuerzos. En las figuras 2.210 y 2.211 es posible ver dos ejemplos realizados con cojinetes a esferas.

COJINETE A ESFERAS PARA EMPUJE AXIAL

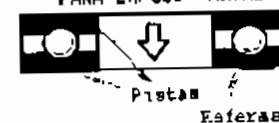


Fig. 2.210

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

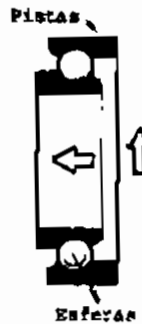
COJINETE A
ESFERAS PA-
RA EMPUJE
OBLICUO

Fig.2.211

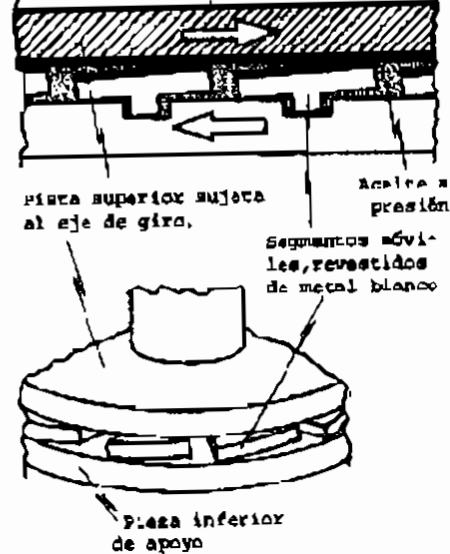
COJINETE A FRICCIÓN PARA
GRANDES CARGAS AXIALES DE-
NOMINADO "Michell"

Fig.2.212

Como los alternadores accionados por turbinas hidráulicas de baja velocidad suelen ser de eje vertical, es conveniente explicar someramente cómo es el tipo de cojinete de empuje que se emplea. En la figura 2.212 vemos un esquema. Está formado por una pista superior sujeta al eje de giro y que transmite el esfuerzo de las partes suspendidas a las partes fijas. Esta pieza es de acero revestido en metal blanco. La lubricación proviene por aceite a presión que al rotar, entre la pista y una serie de segmentos móviles, forma una cuña de aceite.

Pasaremos ahora a explicar los rotores. En la figura 2.213 tenemos el dibujo de un rotor a polos salientes para un alternador a 6 polos. Sujeto al eje está el cubo o pieza central de colocación de los polos, los que están constituidos por un núcleo o parte central hecho con chapas de hierro al silicio como el estator, y en algunos casos, de acero macizo. En la parte exterior de cada polo está la expansión polar, que tiene por misión llevar a las líneas del campo magnético en forma adecuada hacia el estator. Rodeando a los núcleos están las bobinas excitadoras de corriente continua, que

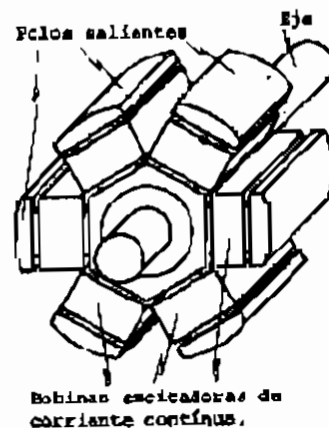
VISTA ESQUEMATICA DE UN ROTOR
A POLOS SALIENTES.

Fig.2.213

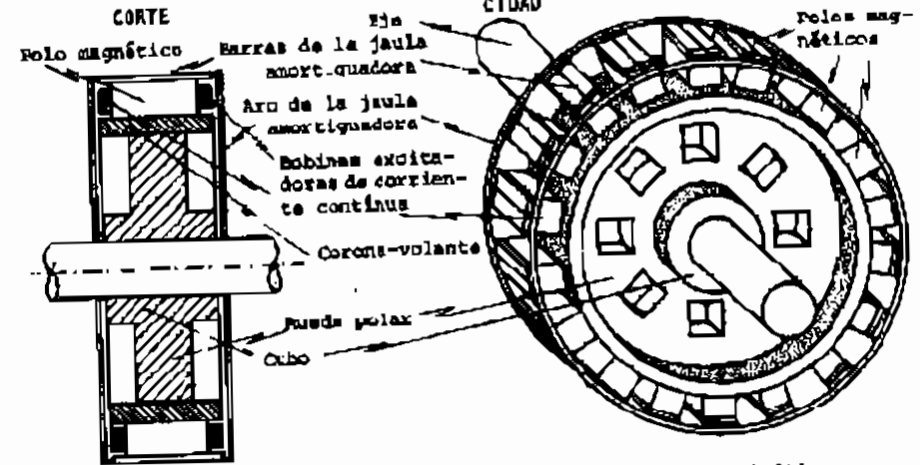
VISTA ESQUEMATICA DE UN ROTOR A
POLOS SALIENTES PARA BAJA VELO-
CIDAD

Fig.2.214

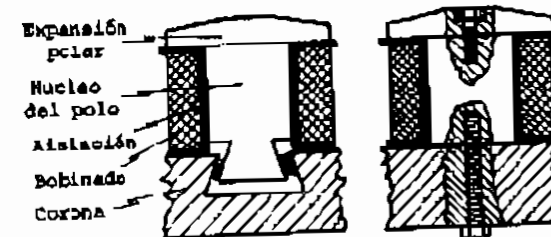
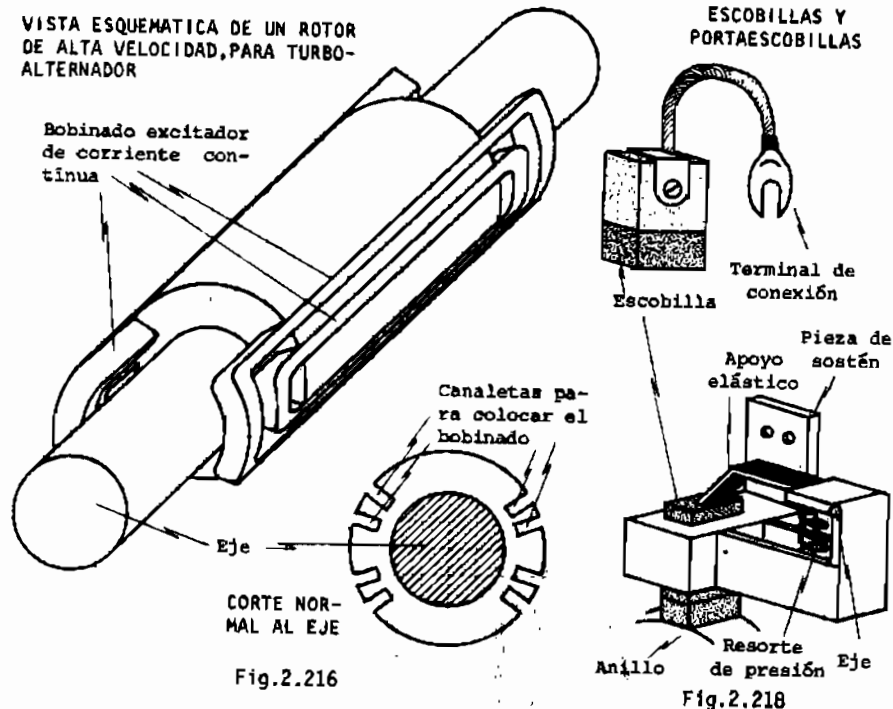
DOS FORMAS DE FIJAR LOS POLOS SALIENTES
A LA CORDONA DE LA RUEDA POLAR

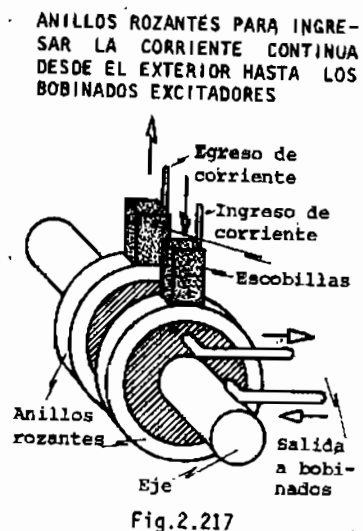
Fig.2.215

sabemos tienen por misión generar el campo magnético, campo excitador, o flujo de excitación. La forma curva que se aprecia en las expansiones polares no es caprichosa y está destinada a lograr en el flujo del

entrehierro, una adecuada distribución sinusoidal. Cuando estudiemos particularmente la fuerza electromotriz inducida, veremos su importancia. En la siguiente figura 2.214, tenemos la vista de un rotor a polos salientes, pero de baja velocidad, que como recordamos de la fórmula (2.319), tiene gran número de polos. Sujeto al eje está el cubo como en el caso anterior, pero en su periferia encontramos la corona, que en muchos casos hace las veces de volante que acumula energía cinética la vez que sirva como elemento de fijación estructural. El volante, con su energía, juega un papel interesante en la regulación de los conjuntos rotantes, sobre todo, en los fenómenos transitorios. Envolviendo al conjunto de los polos, está la jaula amortiguadora, cuya misión se estudiará oportunamente. En la figura 2.215 apreciamos la forma de fijación de los polos, y en ese corte, apreciamos también detalles de la bobina excitadora y su aislación. La expansión polar, trazada en forma de tramos rectos, se aproxima a una curva.



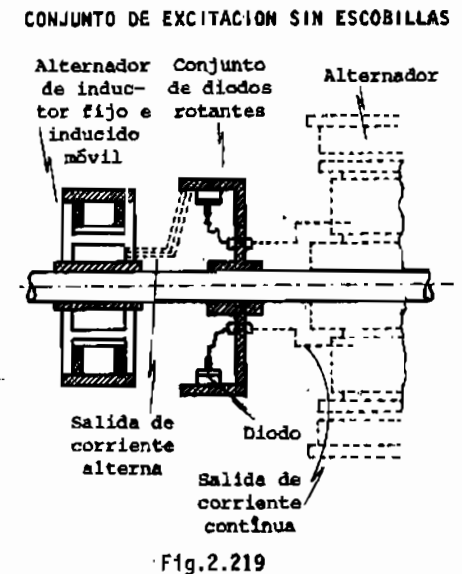
En los turboalternadores las velocidades de giro son elevadas (más de 1500 RPM) y es necesario utilizar el rotor liso, rotor tipo a tambor. En figura 2.216 tenemos el croquis representativo. Se observa que el largo axial es superior al diámetro en el entrehierro, como ya advertimos en los dibujos de Figura 2.204 y figura 2.205. El eje es de acero, y la pieza central es de chapas magnéticas como las del estator. En las figuras que siguen, la 2.217 y 2.218, mostramos como ingresa la corriente continua desde el exterior, hacia los bobinados de excitación. Ese empalme móvil o rozante, se logra como hemos mostrado en figura 2.183, se logra por medio de anillos rozantes, sujetos al eje a través de piezas perfectamente aisladas. Apoyadas en los anillos, rozan las escobillas o también carbones, hechas con particulares composiciones de grafito y



metales pulverizados. Las escobillas son fácilmente renovables y se persigue que, al ser más blanda la escobilla que el anillo rozante, se desgaste ésta preservando al anillo, cuyo recambio sería más dificultoso. En la figura siguiente 2.218 mostramos el aspecto de una escobilla fuera de su posición y abajo, se aprecia una de las varias formas que se usan para sujetar una escobilla. Al conjunto último, se lo llama portaescobillas. En los alternadores de uso muy particular - como son los instalados a bordo de los aviones - se ideó un sistema para evitar el conjunto rozante de escobillas y anillos, que se llamó alternador sin escobillas. En la figura 2.219 mostramos un esquema. En cuanto al conexionado y funcionalidad, lo explicaremos más adelante. Ahora, sólo la disposición general. El sistema se basa en la idea de generar corriente alterna en un pequeño alternador de inductor fijo e inducido móvil, que entrega directamente su sistema trifásico a un rectificador que también rota con el mismo eje. Ese rectificador suministra la corriente continua que va a los polos excitadores. Vale decir, tenemos un alternador a inductor fijo que recibe alimentación de continua de una fuente exterior, que alimenta un rectificador, que genera la corriente de excitación necesaria, todo sujeto a un mismo eje y rotando.

• 2.4.5.- DISPOSICION Y CONTRUCCION DE BOBINAS.- Si bien en este tema habremos de estudiar aspectos constructivos - como en el anterior - por tratarse de los bobinados en donde se produce la fuerza electromotriz inducida, hemos preferido separar la explicación.

La tecnología de la aislación de bobinas, sobretodo de los grandes alternadores, se ha desarrollado mucho en los últimos años y se ha constituido en un punto de muy particular atención para el ingeniero. El primer aspecto a observar lo vamos a percibir en las figuras 2.220 y 2.221, que siguen, en donde se muestra el corte de dos tipos de canaleta o ranura. Las formas, en general, ya las vimos en figura 2.197. Ahora, en la 2.220 apreciamos que los conductores son flejes de cobre, cada uno aislado cuidadosamente con papel de mica, más una envuelta de mi-



CORTE DE UNA CANALETA REFRIGERADA

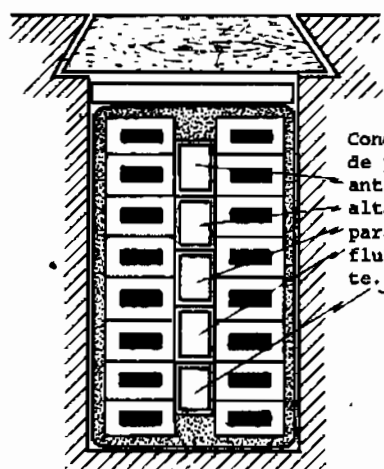


Fig. 2.221

Conductos de metal de pared muy fina, antimagnéticos, de alta resistividad, para conducir el fluido refrigerante. Entre cada lado de bobina, se coloca un separador aislante.

CORTE DE UNA CANALETA

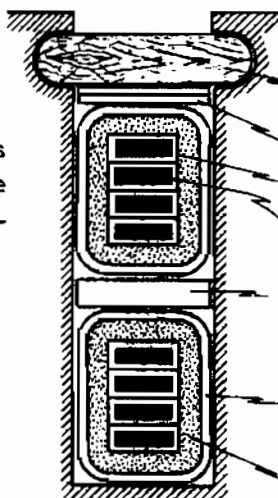


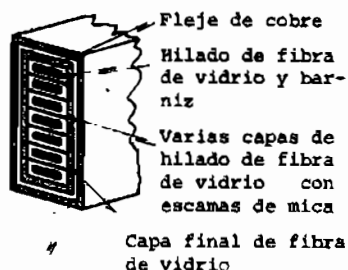
Fig. 2.220

Cuña de madera parafinada para cierre
Presspan
Envuelta de papel con mica
Fleje de cobre
Separador de presspan
Envuelta de cinta aislante, con fines de protección mecánica
Envuelta de cinta con mica de buena aislación

que asegura la independencia de los dos lados, en lo que a la tensión se refiere, a la vez que permite un mejor armado. Finalmente, el conjunto se cierra con una cuña de madera, que asegura la inmovilidad. Esta tecnología ha sufrido, y sigue sufriendo, un rápido progreso.

En la figura 2.221 mostramos otra ranura en corte, pero de un alternador cuyas canales, están provistas de conductos de refrigeración, que se emplean en máquinas de gran potencia. En la figura 2.222 que sigue, tenemos otra forma de aislación en

ASLACION DE UN LADO DE BOBINA



canaleta, más moderna, ya que la de figura 2.220 podríamos decir que es la clásica. Esta forma de aislar el lado de bobina da lugar a un tubo o cartucho aislante, rígido, que permite una colocación simple en la ranura, como ilustramos en la figura 2.223 de la página siguiente. Esta disposición nos señala que las cabezas de

Fig. 2.222

ca. Luego sigue otra envuelta aislante, pero de cualidades prevalentemente mecánicas, de protección. Se nota que en cada ranura hay dos lados de bobina, uno superior y otro en la parte inferior. Esto se explicará mejor, más adelante.

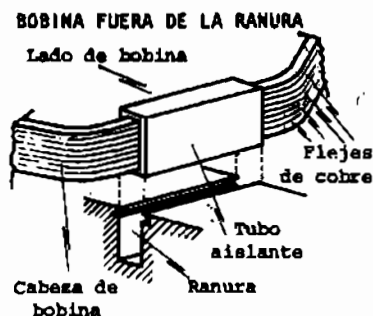


Fig. 2.223

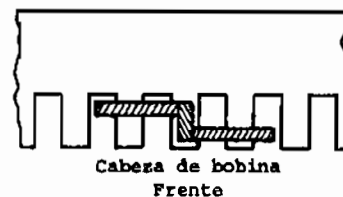
bobina pueden aislarse en forma separada. En muchos casos, las aislaciones de las cabezas de bobinas se hacen "in situ", para facilitar pequeñas adaptaciones.

Un tema sumamente interesante, es la disposición de las cabezas de bobina, que vemos en las figuras 2.224 y 2.225. En el primer caso se trata de un bobinado de dos lados de bobina por ranura, y en el segundo, de un solo lado de bobina por ranura. El porqué

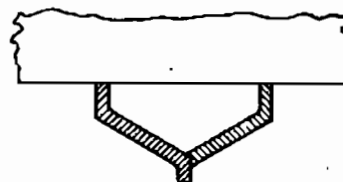
BOBINADO DE DOS LADOS DE BOBINA POR CANALETA



Corte del estator



Cabeza de bobina Frente



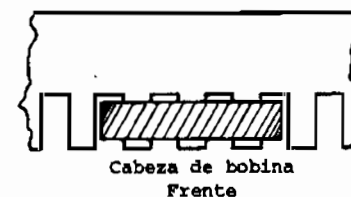
Planta Cabeza de bobina

Fig. 2.224

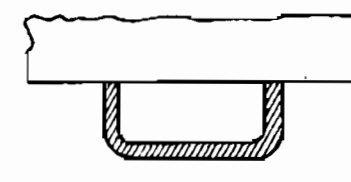
BOBINADO DE UN SOLO LADO DE BOBINA POR CANALETA



Corte del estator



Cabeza de bobina Frente



Planta Cabeza de bobina

Fig. 2.225

de estas dos formas constructivas, se verá mejor al tratar los bobinados en detalle. Se observa que, para un solo lado de bobina por ranura, la cabeza de bobina es muy simple. Cuando son dos los lados de bobina por ranura, hay que sortear el "desnivel" haciendo la cabeza de bobina de una forma especial. Todo esto obliga a los proyectistas a ocuparse muy intensamente por la forma en que hay de armonizar las cabezas de bobinas de las diferentes fases fuera del estator. Ello nos obliga a mostrar algunas de las soluciones en las figuras que

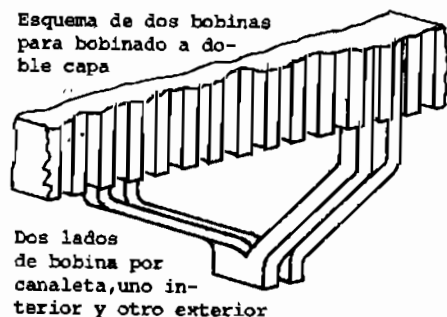


Fig. 2.226

que permite su producción en serie sin problemas y mínimo costo.

Para la disposición de las cabezas de bobina, hay diversas formas prácticas. En la figura 2.227 vemos una forma de colocación en dos órdenes, que se resuelve con dos formatos de bobina. En la figura 2.228 tenemos la disposición en tres órdenes que requiere tres formatos de bobina. En la figura 2.229 tenemos otra forma de ejecución con bobinas de un solo tipo, todas iguales. Si bien esta última ofrece la ventaja de una única forma para todas, las aislaciones de cabezas de bobinas ofrecen más elaboración.

De este desfile de algunos criterios para la ejecución de bobinas, deseamos extraer la conclusión que se trata de un problema

siguen. En figura 2.226 se dibujó la disposición de dos bobinas contiguas, de una canaleta y la siguiente, en donde un lado de bobina está colocado en la parte interior de la ranura, y el otro en la exterior. Se observa cómo ha sido resuelto el problema de las cabezas de bobina, para poder obtener una alineación uniforme y sin complicaciones. Pero más importante, lograr que todas las bobinas sean iguales, lo

CRITERIO PARA DISPOSICION DE CABEZAS DE BOBINAS, EN DOS ORDENES

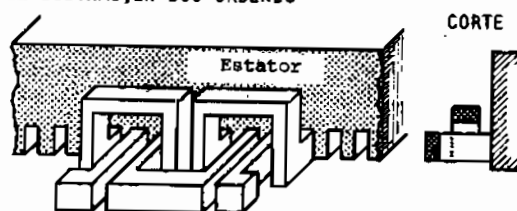


Fig. 2.227

CRITERIO PARA DISPOSICION DE CABEZAS DE BOBINAS, EN TRES ORDENES

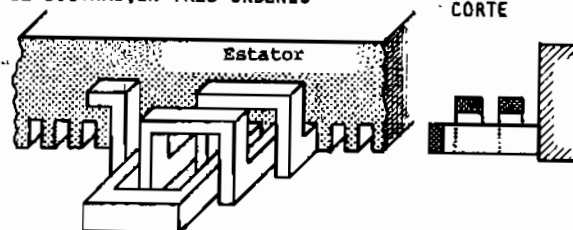


Fig. 2.228

CRITERIO PARA DISPOSICION DE CABEZAS DE BOBINAS, CON LADOS DESIGUALES

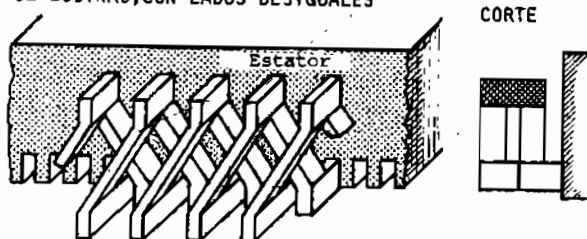


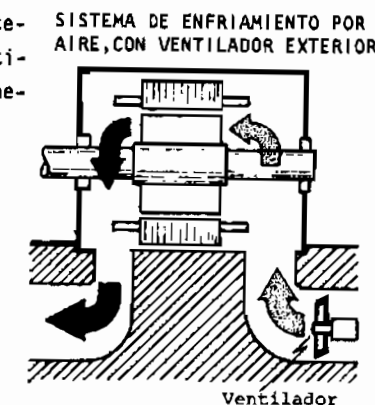
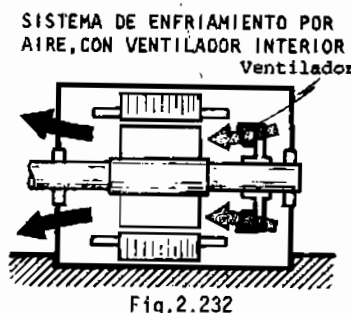
Fig. 2.229



que combina la mejor solución técnica, con los criterios de producción lo más simples posibles.

En la figura 2.230 mostramos la forma en que, mediante un fleje de cobre, se realiza la bobina excitadora de un alternador a rotor liso (de tambor). Como estos bobinados son para corriente continua, por lo regular de tensiones reducidas, el problema de las aislaciones no es preocupante y se logra fácilmente. En la figura 2.231 mostramos el esquema de una bobina para polo de un alternador a polos salientes.

♦ 2.4.6.- CRITERIOS PARA REFRIGERACION.- Si bien se fabrican alternadores de bajas potencias, debemos en este tema ocuparnos de las grandes máquinas. En la actualidad, los generadores sincrónicos han alcanzado potencias muy elevadas y conviene repasar los métodos que se usan para extraer el calor producido por las pérdidas. En la figura 2.232 vemos un simple alternador pequeño, en el que la evacuación del calor se hace por medio de un ventilador colocado en el mismo eje, internamente. Dicho elemento toma aire fresco por uno de los extremos (tapa o escudo), lo impulsa por los órganos del alternador y finalmente lo expulsa caliente por el otro extremo. Esta es una de las formas más simples de enfriamiento de máquinas rotativas y el criterio se aplica vastamente en motores de todo tipo. Se lo llama "autoventilado". La energía ne-



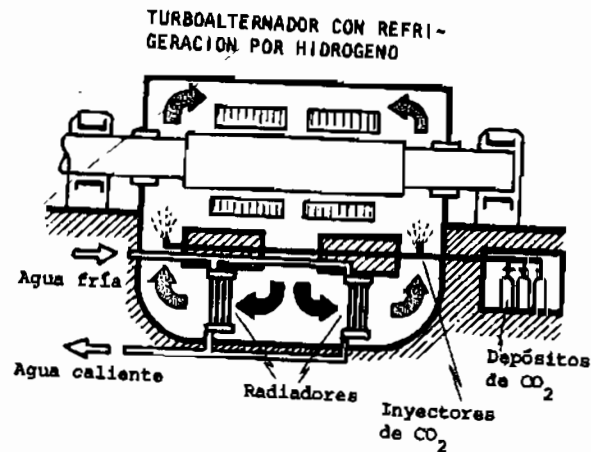


Fig. 2.234

ternador, en que el fluido refrigerante es hidrógeno en circuito cerrado. El empleo de este gas es ventajoso, a pesar de su peligrosidad. El hidrógeno es 14 veces más liviano que el aire y por lo tanto, se requiere poca energía para hacerlo circular a través de los canales de enfriamiento, y los intersticios de los componentes de la máquina. Se observa en la figura que hay radiadores que actúan como intercambiadores de calor, enfriados a su vez, por agua. El sistema está provisto de un equipo para la extinción del fuego, a base de CO_2 , lo que asegura contra la inflamación del fluido refrigerante. El circuito de hidrógeno es perfectamente estanco. En la figura 2.235 el sistema es autoenfriado en circuito cerrado interior, con intercambiador de calor. Un ventilador interior hace circular el aire que recoge el calor y lo lleva hasta el intercambiador, que es enfriado con aire del exterior, activado por un electroventilador.

♦ 2.4.7.- ARROLLAMIENTOS DEL INDUCIDO.- En los párrafos anteriores nos hemos limitado a mostrar bobinados muy elementales, para facilitar la comprensión del principio de funcionamiento. Ahora, mostraremos más sobre estos órganos, describiendo los tipos más corrientes y su forma convencional de representación.

cesaría para la ventilación, se extrae del mismo eje. En la figura 2.233, se ilustra un alternador que toma el aire para su enfriamiento, de un conducto exterior, por medio de un electroventilador. El aire caliente, es evacuado por otro conducto, al exterior. En el dibujo de la figura 2.234 tenemos el caso de un gran turboal-

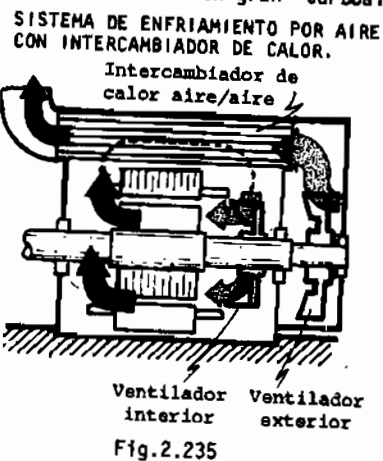


Fig. 2.235

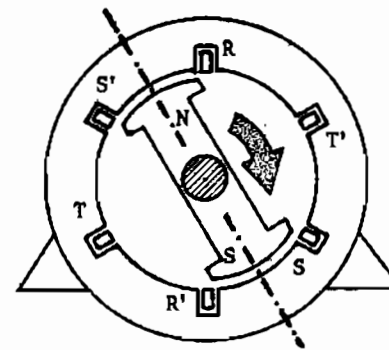


Fig. 2.236

De lo que ahora nos vamos a ocupar, es de los esquemas de arrollamientos. Para ello, vamos a partir de dos datos esenciales:

- el número de fases (m)
- el número de polos (P)

Comenzamos valiéndonos de la figura 2.236, que es la repetición de la 2.187. Es una máquina de seis canaletas y dentro de ellas, seis lados de bobina. Si bien en la figura, los lados de bobina aparecen como compuestos por un solo conductor, puede haber más de uno. Si como mostramos en la figura 2.237 la bobina tiene varias espiras (en el ejemplo de la figura, tres), como éstas están en serie, las consideraremos en lo sucesivo, como una sola espira. En la figura 2.237 vemos el "aspecto" de la

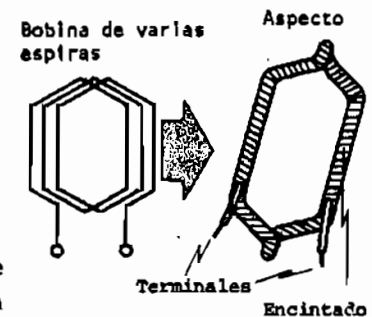


Fig. 2.237

BOBINADO SIMPLE DESARROLLADO EN UN PLANO

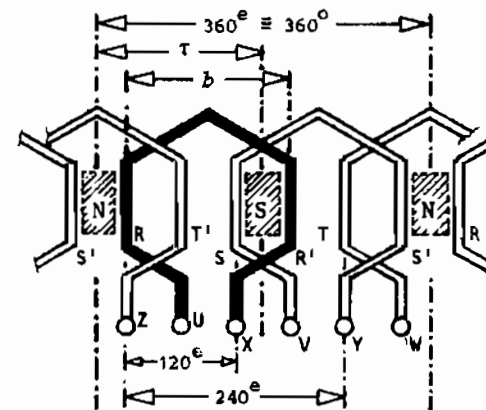


Fig. 2.238

bobina, con sus dos terminales. Pasamos ahora a la figura 2.238 que representa al alternador elemental de figura 2.183. Se aconseja tener en cuenta que, entre las dos líneas extremas de punto y trazo, existen 360° que como dijimos en la fórmula (2.317) equivalen a 360° . A la distancia entre ejes de polos, la haremos de llamar *paso polar* τ . En cambio, a la distancia entre uno y otro lado de una misma bobina, se lo llama *paso de bobina* y se lo señala con b . En este ejemplo, resulta $\tau = b$, lo que no siempre es

así. Estas dos distancias, la τ y la b , deben ser medidas y la practica ha aconsejado como unidad de medida, la *canaleta*. En el ejemplo que estamos tratando, nos resulta que $\tau=3$ y $b=3$, porque para ir de un polo al otro, hay atravesar 3 canaletas, lo mismo que para ir de un lado a otro de una bobina. En figura 2.239 volvemos a dibujar el mismo bobinado, pero mostrando el estator desarrollado - como cortado por una generatriz, y extendido en un plano - con sus 6 canaletas y sus 3 bobinas. Cada bobina tiene sus terminales, que son llevados a la placa de bornes tal como dijimos antes.

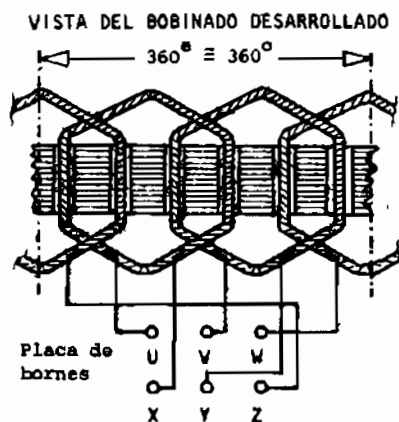


Fig. 2.239

Para proseguir en este tema, conviene ponerse de acuerdo sobre la forma de señalar a los diversos valores intervinientes en un bobinado, en base a la siguiente lista:

- p = número de pares de polos
- P = número de polos
- m = número de fases
- Q = número de canaletas del estator
- τ = paso polar
- b = paso de bobina, o ancho de bobina
- b/τ = factor de paso
- $b = \tau$ = arrollamiento de paso integral
- $q = Q/P$ = número de ranuras por polo = τ
- $n = Q/m \cdot P$ = número de ranuras por polo y por fase
- $q' = Q/m$ = número de ranuras por fase
- c = número de capas, o lados de bobina que tiene cada canaleta

Aplicando al ejemplo de figura 2.239, podemos escribir:

$$p = 1 \quad P = 2 \quad m = 3 \quad Q = 6 \quad b = 3 \quad \tau = 3 \quad q = 3 \quad n = 1 \\ q' = 2 \quad c = 1$$

Pasemos ahora a tratar un tipo un poco más avanzado de bobinado. Para ello nos valdremos de la figura 2.240 que representa a un alternador bipolar. Se diferencia del anterior, en que los conductores destinados a cada canaleta, se han repartido en cuatro canaletas. Esto no debe extrañar, porque evita la concentración de muchos conductores activos, en una sola canaleta, con dificultades de tipo constructivo y de montaje. Cada bobina tendrá el aspecto de figura 2.241.

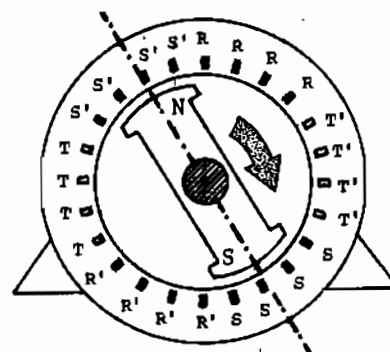
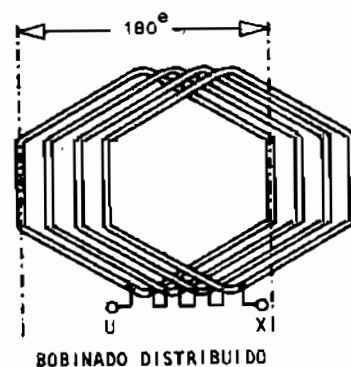


Fig. 2.240



BOBINADO DISTRIBUIDO

Fig. 2.241

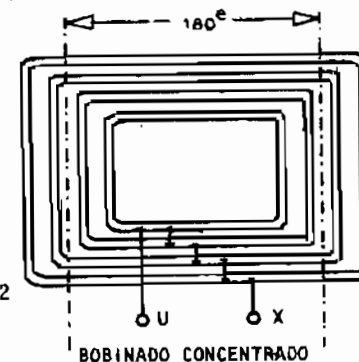


Fig. 2.242

BOBINADO CONCENTRADO

Aclarado esto, ahora en la figura de más abajo, la 2.243 representamos a todo el bobinado, extendido en el plano. De acuerdo a lo anteriormente expuesto, es po:

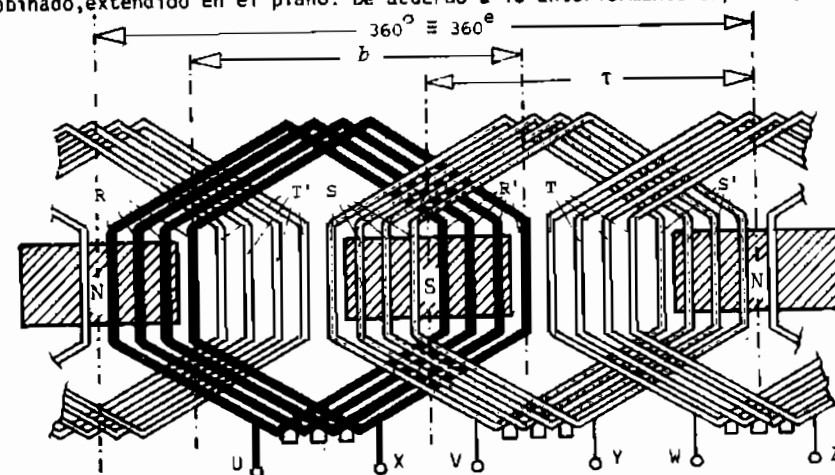


Fig. 2.243

Como ahora hay 4 bobinas, la conjunto se lo deberá conectar en serie para obtener el resultado deseado, pero existen dos formas de hacerlo. En la figura 2.241, todas las bobinas, integrantes del grupo son de igual forma y tenemos el bobinado *distribuido*. En cambio, en la figura 2.242 las bobinas son de tamaño diferente según la posición que ocupan en el grupo y tenemos el bobinado *concentrado*. Según sea el tipo adoptado, el valor de la fuerza electromotriz puede variar, como veremos más adelante.

sible establecer:

$$p=1 \quad P=2 \quad m=3 \quad Q=24 \quad b=12 \quad \tau=12 \quad q=12 \quad n=4 \quad q'=8 \quad c=1$$

Veamos ahora el caso de una máquina tetrapolar, como en figura 2.244. Comparando con figura 2.236, el número de canaletas se ha duplicado. Es sencillo dibujar el esquema total en figura 2.245. Los valores serán:

$$p=2 \quad P=4 \quad m=3 \quad Q=12 \quad b=3 \quad \tau=3 \\ q=3 \quad n=1 \quad q'=4 \quad c=1$$

Nótese que los grados geométricos no son ya iguales a los eléctricos, y que los diversos grupos de bobinas deben conectarse convenientemente, fase por fase.

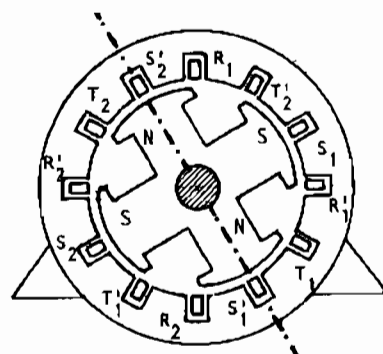


Fig. 2.244

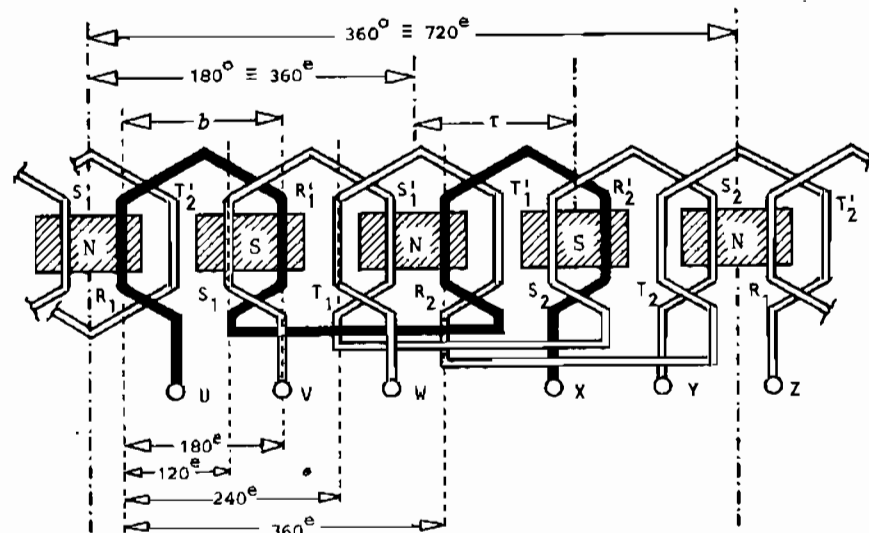


Fig. 2.245

♦ 2.4.8.- ALGO MAS SOBRE BOBINADOS.- En todos los bobinados desarrollados, existe un solo lado de bobina por canaleta. Pero es corriente colocar dos lados de bobina por canaleta, como explicamos en figura 2.224. Por esto, para una mejor interpretación de este tema y poder establecer comparaciones, vamos a dibujar tres bobinados diferentes y un poco más complicados que los anteriores.

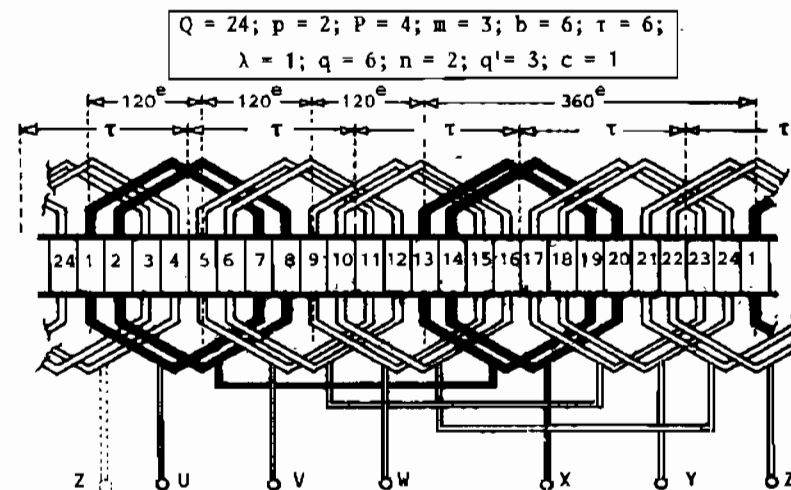


Fig. 2.246

En la figura 2.246 mostramos el esquema de un bobinado sencillo, de un lado de bobina por canaleta, como los anteriores. Nótese que, el dibujo del estator se hace numerando las canaletas, para facilitar la interpretación y poder contar con simplicidad los pasos de bobina y los pasos polares. En la parte superior se anotan todos los factores, que con lo estudiado hasta aquí, son fáciles de interpretar.

En la figura 2.247 damos un importante paso, al pasar a un bobinado de dos lados de bobina por canaleta, o como se suele decir, de doble capa. Para poder seguir el dibujo, el lado de bobina que está alojado en la parte interior de la canaleta, se dibuja con trazos. Aquí encontramos que el ancho de bobina vale $b=7$, mientras que el paso polar vale $\tau=9$. Esto nos sirve para definir un nuevo valor que llamaremos factor de paso y vale:

$$\lambda = \frac{b}{\tau} \quad (2.320)$$

Los casos anteriores cumplían que $\lambda=1$ y por ello los llamamos bobinados de paso integral, mientras que los que cumplen $\lambda < 1$ son los bobinados de paso fraccionario o paso acortado.

Pasemos ahora a la figura 2.248, en que dibujamos un arrollamiento de paso acortado y también, de ranura fraccionaria, lo que podría aparecer sorprendente, ya que la canaleta debe ser una unidad indivisible. Se trata simplemente que el número que resulta para las ranuras por polo y por fase (n) no es entero. Véase que la bobina que tiene su lado en canaleta N°1, parte externa de cana-

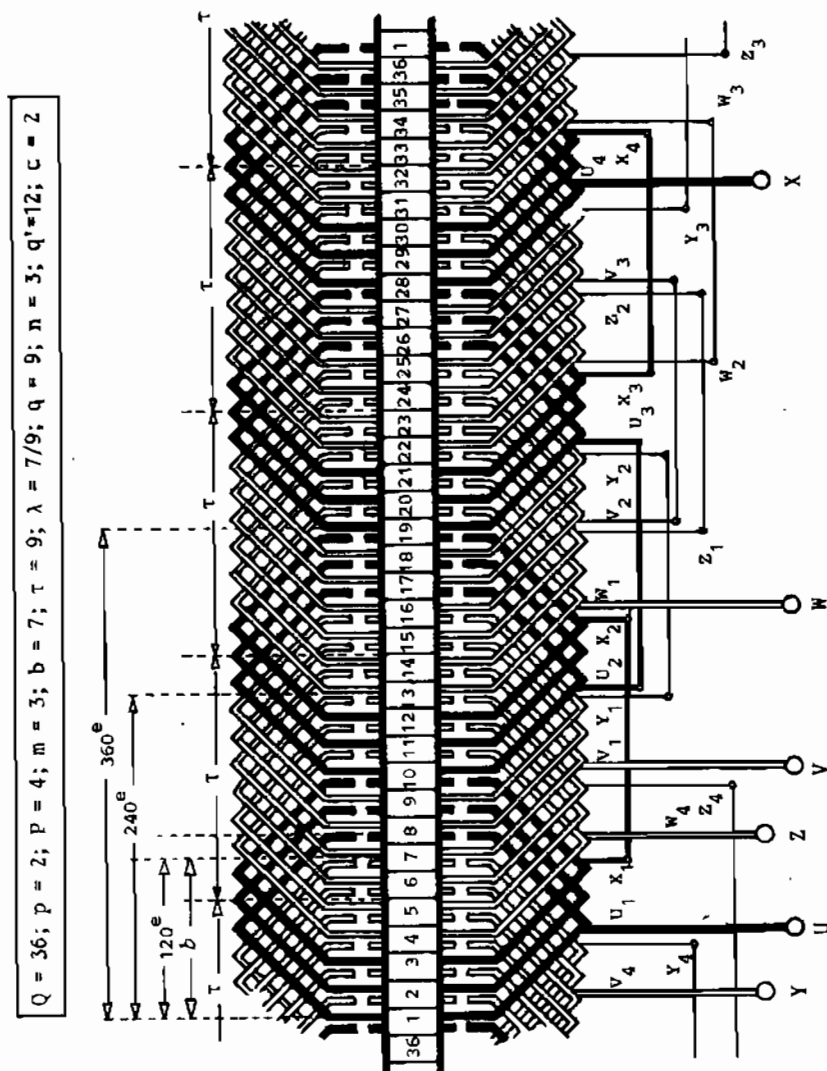


Fig.2.247

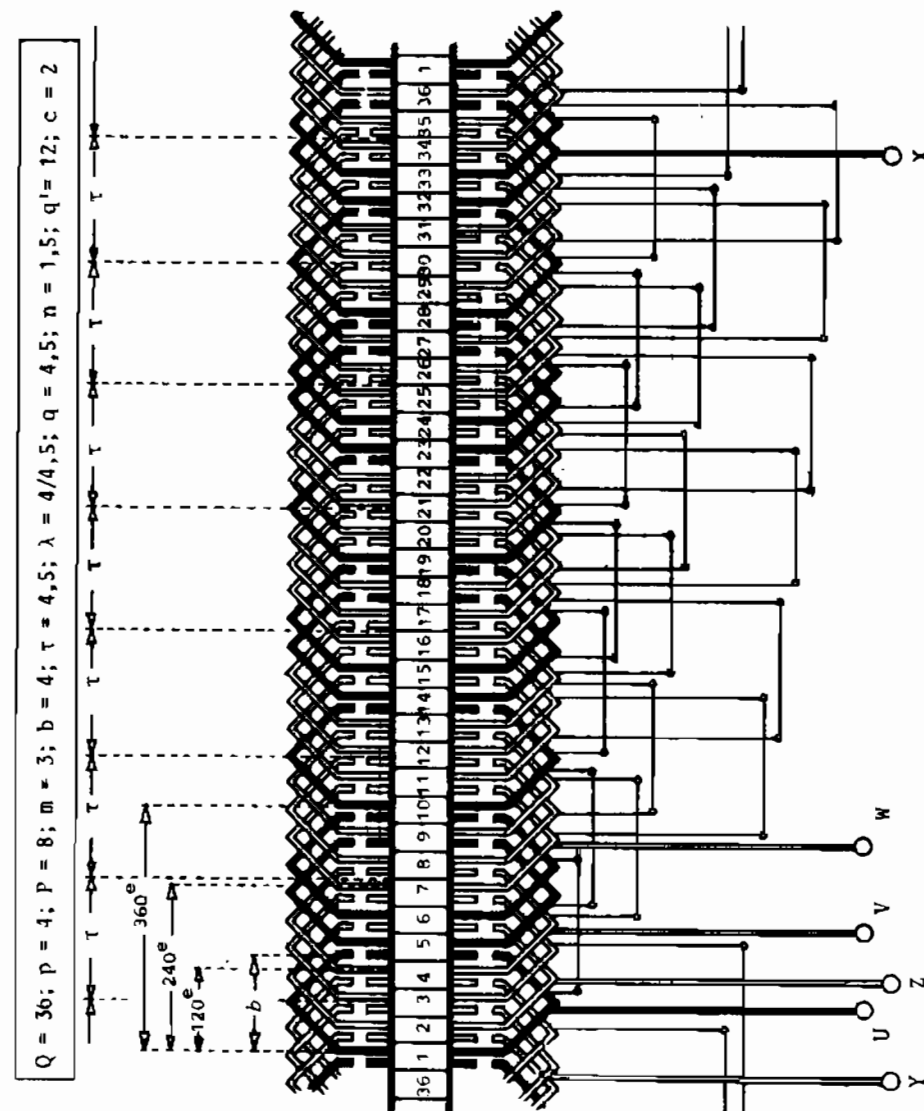


Fig.2.248

leta representación trazo lleno, tiene su otro lado de bobina en canaleta N°5, (parte interna de canaleta, representación con trazo cortado). Esa bobina se conecta con un grupo de dos bobinas situadas en canaletas N°5 y N°6, con sus otros lados en canaletas N°9 y N°10. Queda entonces en evidencia que, la primera bobina tiene un paso de bobina $b=4$, mientras que el grupo que le sigue, aun teniendo un paso individual también de $b=4$, como grupo se nos presenta como teniendo un paso $b'=5$, ya que comenzando en canaleta N°5, finaliza en la N°10. Si se sigue el desarrollo, se verá que se repite la configuración y el promedio del conjunto es de 4,5. Todos los conjuntos son iguales y el criterio se repite para las restantes fases, como puede verse fácilmente. A su vez, las conexiones entre grupos persiguen una racional y concordante composición de los sentidos de las corrientes. Sobre este particular, sería útil decir que si asignamos sentido en un instante dado a las tres fases, como ya habíamos hecho en figura 2.9 al estudiar el campo rotante, nos resultarán zonas de corrientes de sentido concordante, quedando el estator dividido en tramos en que todas las corrientes "suben" y tramos en que todas las corrientes "bajan". De la observación del conjunto y su variación en el tiempo, obtendríamos una nueva comprobación de la existencia del campo rotante.

Cerramos diciendo que, en todos los esquemas dibujados, no se indicaron los empalmes entre grupos de bobinas, para no agregar elementos que quitarían claridad. Sólo se colocaron los empalmes entre conjuntos. Los empalmes se ven sin embargo, en las figuras 2.241 y 2.242.

2.4.9.- FUERZA ELECTROMOTRIZ INDUCIDA.- Analizaremos ahora la fuerza electromotriz inducida en una bobina como la de figura 2.249. Se trata de una bobina de cuatro espiras, colocada en dos ranuras. Es evidente que el número de conductores activos es de ocho, lo que señalaremos como $Z=8$, o sea, cuatro por canaleta, por lo que el número de espiras N , en general es:

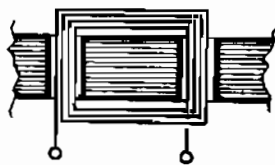


Fig.2.249

$$N = \frac{Z}{2} \quad (2.321)$$

Por lo tanto, conforme la (2.23) nos sale:

$$E = 2,22 Z_f f \phi \quad (2.322)$$

siendo:

E = fuerza electromotriz por fase, en (Volt)

Z_f = número de conductores activos, por fase

f = frecuencia, en (Hz)

ϕ = flujo de un polo, en (Wb)

Esta fórmula es válida, siempre y cuando la repartición del flujo del polo dentro del paso polar sea sinusoidal. Pero además, esta fórmula es válida para un bobinado concentrado, que tenga todos sus lados activos en sólo dos canaletas, y el ancho de bobina coincida con el paso polar. Pero al estudiar los bobinados, se puede apreciar que los conductores activos suelen repartirse en varias canaletas, como ya vimos en figuras 2.241 y 2.242. Además, un lado de bobina puede o no conectarse con otro que esté distante un paso polar. La figura 2.250 a la izquierda, vemos una bobina que tiene sus dos lados activos exactamente a la distancia de un paso polar, es decir, $\tau=b$, y en cambio, en la parte derecha de la misma figura, el paso de bobina es menor que el paso polar, es decir, $\tau > b$.

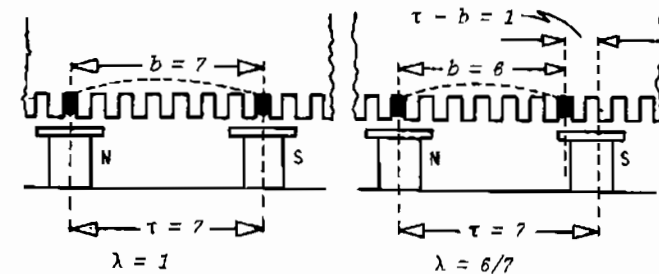


Fig.2.250

Estas dos formas constructivas afectan a la fórmula (2.322). Pero antes de tratar el caso, aclaremos que la distribución de los conductores en varias canaletas, se hace para evitar en el estator la existencia

de lugares de elevada temperatura, por concentración de conductores en canaleta, y también por la necesidad de acortar pasos de bobinas, por otras razones técnicas, o para eliminar ciertas armónicas, como se verá. Agreguemos que aceptaremos una repartición del flujo, exactamente sinusoidal. Para ello, debemos aceptar también que el entrehierro no es totalmente constante, sino como se ve en figura 2.251, con una forma muy estudiada para lograr ese fin. En la figura 2.250 a la derecha, hemos visto el paso acortado, o sea:

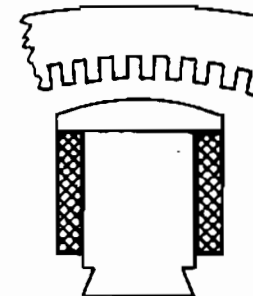


Fig.2.251

$$b < \tau = \frac{2\pi}{p} \quad (2.323)$$

Asimismo, a la relación

$$\lambda = \frac{L}{\tau} \quad (2.324)$$

la llamamos factor de paso. A raíz de este acortamiento del paso de bobina con relación al paso polar, la fuerza electromotriz que se produce

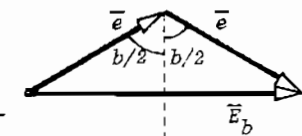


Fig.2.252

en un lado de bobina, no está en fase con la producida en el otro, como se representa en figura 2.252. Como ambas están en serie;

$$E_b = 2 e \sin \frac{b}{2} \quad (2.325)$$

en donde:

- b = ancho de bobina
- e = f.e.m. inducida en un lado de bobina
- E_b = f.e.m. inducida en la bobina

A su vez:

$$\bar{e} = Z e' \quad (2.326)$$

en donde:

- e = f.e.m. inducida en un lado de bobina
- Z = número de conductores activos de un lado de bobina
- e' = f.e.m. inducida en cada conductor

Llamaremos *factor de reducción* a la relación:

$$k_r = \frac{E_b}{2 e} = \sin \frac{b}{2} = \sin \frac{b}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (2.327)$$

La transformación del segundo miembro es posible porque $\tau = \pi$. Recordando que hemos definido al factor de paso con la (2.324), nos queda:

$$k_r = \sin \lambda \frac{\pi}{2} \quad (2.328)$$

El factor de reducción expresa entonces, la disminución de f.e.m. que experimenta una bobina, a causa de que sus dos lados activos no están situados a una distancia igual al paso polar, es decir, no exactamente bajo polos de signo contrario. El factor de reducción es unitario en arrollamientos de paso integral.

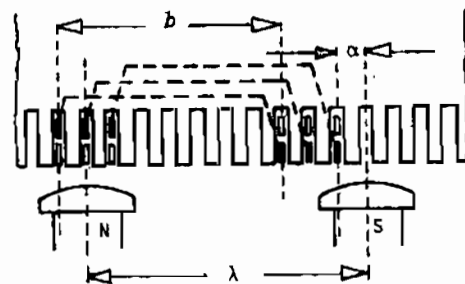


Fig.2.253

componente del conjunto en serie. En este caso, la f.e.m. del grupo de bobinas,

Pero como ya hemos visto, los bobinados pueden presentar además del acortamiento del paso, la particularidad de estar distribuidos o repartidos, como ya hemos ilustrado en las figuras 2.241 y 2.242. En el caso de, la figura 2.242, las fuerzas electromotrices están en fase, pero son de valor distinto, por el distinto flujo magnético abarcado por cada bobina,

será la suma de las ff.ee.mm. de las bobinas componentes del conjunto:

$$E = E_{b1} + E_{b2} + \dots + E_{bn} \quad (2.329)$$

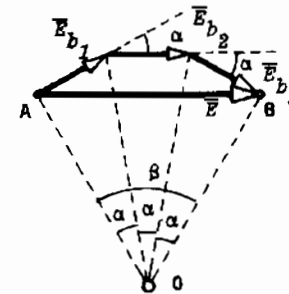


Fig.2.254

En general, tomando el promedio, es suficiente.

En el caso de la figura 2.241 de arrollamiento distribuido, las ff.ee.mm. de cada bobina no están en fase con las restantes. En figura 2.253 presentamos el caso, con un ejemplo de grupo de tres bobinas parciales. El paso polar vale 10 y el paso de una de las bobinas, cualquiera, es de 8. Pero las ff.ee.mm. inducidas están defasadas, como ilustramos en la figura 2.254. Llamaremos ahora *factor de distribución* o *factor de repartición*, a la relación existente entre la f.e.m. que produce el grupo en serie, dividida por la suma aritmética de las ff.ee.mm. parciales, o sea:

$$k_d = \frac{E}{E_{b1} + E_{b2} + E_{b3}} \quad (2.330)$$

Dado que en este caso, todas las bobinas parciales del grupo son iguales;

$$k_d = \frac{E}{n E_b} \quad (2.331)$$

El número de bobinas que componen el grupo, que en la anterior señalamos con n es también el número de ranuras por polo y por fase, como bien puede comprobarse en cualquier ejemplo, como el de figura 2.246. Además, recordando que se llama m al número de fases, el ángulo β de la figura 2.254 es:

$$\beta = \frac{\tau}{m} = \frac{180^\circ}{m} \quad (\tau = 180^\circ) \quad (2.332)$$

Y el ángulo α es:

$$\alpha = \frac{180^\circ}{n m} \quad (2.333)$$

En base a lo anterior, las ff.ee.mm. presentes pueden escribirse:

$$E = 2 \overline{OA} \sin \frac{\beta}{2} = 2 \overline{OA} \sin \frac{90^\circ}{m} \quad (2.334)$$

$$E_b = 2 \overline{OA} \operatorname{sen} \frac{\alpha}{2} = 2 \overline{OA} \operatorname{sen} \frac{90^\circ}{n m} \quad (2.335)$$

Reemplazando en la (2.330);

$$k_d = \frac{\operatorname{sen}(90^\circ/m)}{n \operatorname{sen}(90^\circ/m n)} \quad (2.336)$$

Hasta aquí, hemos estudiado a los dos factores que inciden sobre el valor de la fuerza electromotriz inducida en los bobinados, actuando ambos como *reductores* de la misma. Por lo tanto y partiendo de la (2.322), la fuerza electromotriz inducida en una fase de un alternador vale:

$$E = 2,22 k_r k_d Z_f f \phi \quad (2.337)$$

siendo Z_f la cantidad de conductores activos por fase. En algunos casos, al producto;

$$k_b = k_r k_d \quad (2.338)$$

se lo llama simplemente *factor de bobinado*, e involucra todos los efectos;

$$E = 2,22 k_b Z_f f \phi \quad (2.339)$$

2.4.10. - ARMONICAS EN LA FUERZA ELECTROMOTRIZ. - En nuestros razonamientos anteriores hemos supuesto que la onda de repartición del flujo en el entrehierro es perfectamente sinusoidal. Tal suposición es sólo aproximada en la práctica, porque pese a todas las providencias constructivas, sea de diseño como de construcción, algo se aparta de esta suposición. Coloquémonos en la posición más desfavorable admitiendo que la distribución es rectangular, como se ilustra en

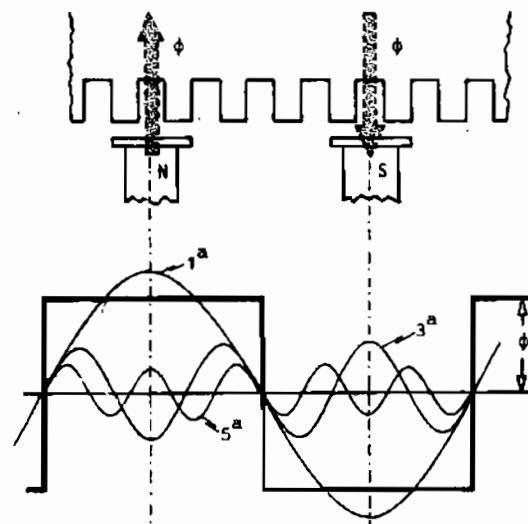


Fig. 2.255

figura 2.255 para un ejemplo bien sencillo. En cada zona del estator comprendida por un paso polar, el flujo es de valor constante. Según lo que se sabe de análisis armónico, la expresión del flujo en función del tiempo será:

$$\phi = \frac{4}{\pi} \phi \left(\operatorname{sen} \omega t + \frac{1}{3} \operatorname{sen} 3 \omega t + \frac{1}{5} \operatorname{sen} 5 \omega t + \dots \right) \quad (2.340)$$

Cada armónica de flujo, producirá una fuerza electromotriz inducida de la misma frecuencia. Llamando con el subíndice r el orden de la armónica, una componente cualquiera de la f.e.m. inducida se podrá expresar por intermedio de:

$$E_r = 2,22 k_r k_d Z_{fr} f_r \phi_r \quad (2.341)$$

Si f es la frecuencia de la fundamental, la frecuencia de una armónica de orden r resultará expresada por:

$$f_r = r f \quad (2.342)$$

El valor eficaz de la f.e.m. resultante es:

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots} \quad (2.343)$$

Este valor - en máquinas bien construidas - suele no diferir más de un 5% del valor calculado con la fórmula (2.337). Nótese en la fórmula (2.341) que el valor está afectado por el orden de la armónica, asunto fácil de comprender con sólo observar la figura 2.255, abajo. Los coeficientes de reducción y de distribución, al depender de las distancias contadas en grados (o en ranuras, como se prefiera), varían cuando los aplicamos a ondas de flujo que tienen diferentes períodos y consecuentemente, abarcan distancias en grados (o en ranuras), diferentes. Por esta razón, los coeficientes citados deben calcularse con las fórmulas que se indican a continuación, que no necesitan demostración:

$$k_{rr} = \operatorname{sen} \frac{r b}{2} = \operatorname{sen} r \lambda \frac{\pi}{2} \quad (2.344)$$

$$k_{dr} = \frac{\operatorname{sen}(r 90^\circ/m)}{n \operatorname{sen}(r 90^\circ/m n)} \quad (2.345)$$

Siendo las armónicas de la f.e.m. inducida elementos indeseables - desde el punto de vista de la "pureza" de la onda generada - se recurre a neutralizarlas o anulárlas, eligiendo factores adecuados en los bobinados. A título de ejemplo, veamos como anularíamos una determinada armónica. Tomemos:

$$k_{rr} = \operatorname{sen} r \lambda \frac{\pi}{2} = 0 \quad (2.346)$$

Para que esta expresión sea cierta, el ángulo debe valer 0° o 180° . Lo primero

conduce a un valor indeterminado y lo segundo nos proporciona:

$$\lambda = \frac{2}{p} \quad (2.347)$$

Si deseamos anular la tercera armónica, debemos construir un bobinado en que se cumpla:

$$\lambda = \frac{2}{3} = \frac{4}{6} = \frac{6}{9} = \dots \quad (2.348)$$

según sea el valor de n .

♦ 2.4.11.- TENSIONES SIMPLES Y COMPUESTAS.- Si la onda del flujo inductor es poliarmónica, conteniendo sólo armónicas de orden impar ($2r + 1$), la expresión de los valores instantáneos de las ff.ee.mm. inducidas resulta:

$$e_{OR} = \sqrt{2} E_1 \text{sen} \omega t + \sqrt{2} E_3 \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \sqrt{2} E_5 \text{sen}(5\omega t + \beta_5) + \dots \quad (2.349a)$$

$$e_{OS} = \sqrt{2} E_1 \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2} E_3 \text{sen}(3\omega t + \beta_3 - 3 \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2} E_5 \text{sen}(5\omega t + \beta_5 - 5 \frac{2\pi}{3}) + \dots \quad (2.349b)$$

$$e_{OT} = \sqrt{2} E_1 \text{sen}(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{2} E_3 \text{sen}(3\omega t + \beta_3 - 3 \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{2} E_5 \text{sen}(5\omega t + \beta_5 - 5 \frac{4\pi}{3}) + \dots \quad (2.349c)$$

Reduciendo los decalajes a un valor inferior;

$$e_{OR} = \sqrt{2} E_1 \text{sen} \omega t + \sqrt{2} E_3 \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \sqrt{2} E_5 \text{sen}(5\omega t + \beta_5) + \dots \quad (2.350a)$$

$$e_{OS} = \sqrt{2} E_1 \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2} E_3 \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \sqrt{2} E_5 \text{sen}(5\omega t + \beta_5 + \frac{2\pi}{3}) + \dots \quad (2.350b)$$

$$e_{OT} = \sqrt{2} E_1 \text{sen}(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{2} E_3 \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \sqrt{2} E_5 \text{sen}(5\omega t + \beta_5 - \frac{2\pi}{3}) + \dots \quad (2.350c)$$

Estas expresiones muestran que las tensiones fundamentales (Primera armónica) y las armónicas de orden $(6r + 1)$ forman un sistema de fase directa; las armónicas de orden $(6r + 3)$ forman un sistema de fase nula, u homopolar; y las tensiones de armónicas $(6r + 5)$ forman un sistema de fase inversa, como se

indica en figura 2.256, que es suficientemente explicativa.

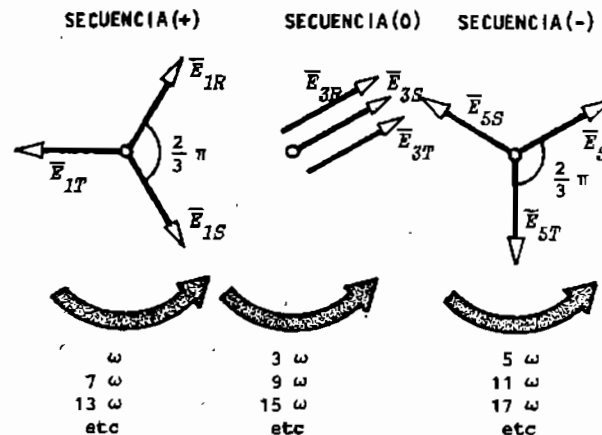


Fig. 2.256

tensiones de línea, conforme se estudió en el párrafo 1.6.10.- del libro I "Circuitos" de esta obra, aplicado a las tensiones en vez de las corrientes, nos dice que:

$$e_{RS} = e_{OR} - e_{OS} \quad (2.351a)$$

$$e_{ST} = e_{OS} - e_{OT} \quad (2.351b)$$

$$e_{TR} = e_{OT} - e_{OR} \quad (2.351c)$$

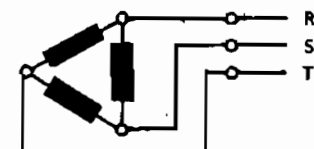
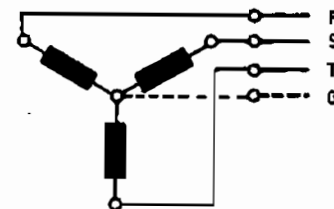


Fig. 2.257

Reemplazando en estas últimas las anteriores, se puede determinar la amplitud y la fase de las diferentes armónicas de las tensiones de línea. Es particularmente interesante hacer notar que desaparecen de la tensión de línea las armónicas múltiplo de tres, es decir, las armónicas $(6r + 3)$, o sea las 3^a , 9^a , 15^a , 21^a y etc. Como consecuencia de esto, la onda de tensión de línea es diferente a la onda de tensión de fase, y es fácil deducir que;

$$U_{línea} < \sqrt{3} U_{fase} \quad (2.352)$$

La relación $\sqrt{3}$ se cumple únicamente con ondas sinusoidales perfectas. Como consecuencia de todo lo anterior, la corriente que circula por el neutro no es nula, como dijimos en el ya citado párrafo 1.6.10.- del libro I "Circuitos", sino que resulta de la superposición de las ocasionadas por las tensiones de orden $(6r + 3)$. Por el neutro circula una corriente de frecuencia triple, ya que

las restantes de orden tres, son muy atenuadas en la práctica. En el caso de la conexión triángulo - raramente usada - se origina en el interior del triángulo, corrientes de tercera armónica, como en el terciario de un transformador, según se explicó en figura 2.107 y 2.108.

♦ 2.4.12.- CAMPO MAGNETICO DEL INDUCTOR.- Como hemos explicado, por los bobinados del rotor circula una corriente continua destinada a crear un campo magnético, que al girar, induce en las bobinas del estator las ff. ee. mm. que se han de utilizar. También sabemos que existen dos tipos de rotor: el rotor liso y el rotor de polos salientes. Nos proponemos ahora hacer un estudio electromagnético del campo producido por un rotor liso, como el de dibujo 2.216.

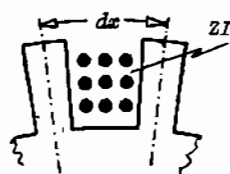


Fig. 2.258

Lo iniciamos explicando un concepto que es de utilidad, no sólo en este tema, sino a quienes luego estudien construcción de máquinas. En figura 2.258 dibujamos un trozo de rotor, en una de cuyas ranuras están alojados varios conductores de corriente. Esta disposición se encuentra también en máquinas de corriente continua y en estatores de rotores asíncronos. Si en la figura tomamos un largo dx que corresponda a una ranura de Z conductores que transportan todos una corriente I llamaremos *densidad superficial de corriente del rotor*, o *napa de corriente del rotor* al valor;

$$A = \frac{Z \cdot I}{dx} \quad (2.353)$$

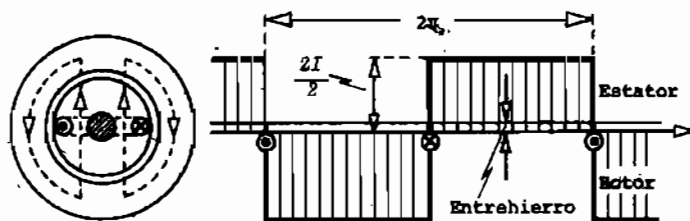


Fig. 2.259

La unidad de la napa de corriente es el *Ampere-conductor/radián* o *Ampere-conductor/centímetro*. En la parte izquierda de figura 2.259 dibujamos un rotor de tipo liso, sumamente simple ya que tiene sólo dos ranuras diametralmente opuestas y en la parte de derecha del mismo dibujo, la representación desarrollada. Si a cada punto del rotor le asignamos una ordenada que represente, en una cierta escala, la fuerza magnetomotriz,

$$F = \frac{Z \cdot I}{2} \quad (2.354)$$

resultará la representación rectangular de la figura. El valor "2" introducido, surge de considerar que dos conductores con corriente, constituyen una espira. Pasemos ahora a un rotor algo más complejo, compuesto por seis canaletas, que pueden considerarse como tres bobinas de un arrollamiento distribuido tal como se ilustra en dibujo 2.260. La convención de dibujo es la misma que

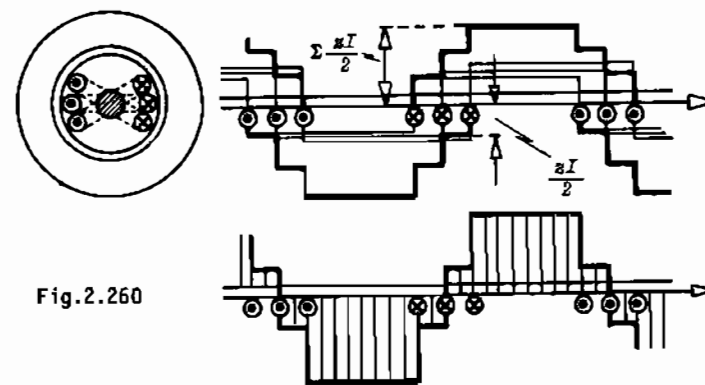


Fig. 2.260

en el dibujo anterior. Cada bobina produce su efecto, con independencia de los restantes y sumando efectos se obtiene la representación dibujada, en forma escalonada.

Componiendo la parte superior con la inferior, se llega al dibujo unificado inferior, que es la representación de la *fuerza magnetomotriz del rotor*, a lo largo del entrehierro. La forma escalonada tiene similitud con la sinusoide.

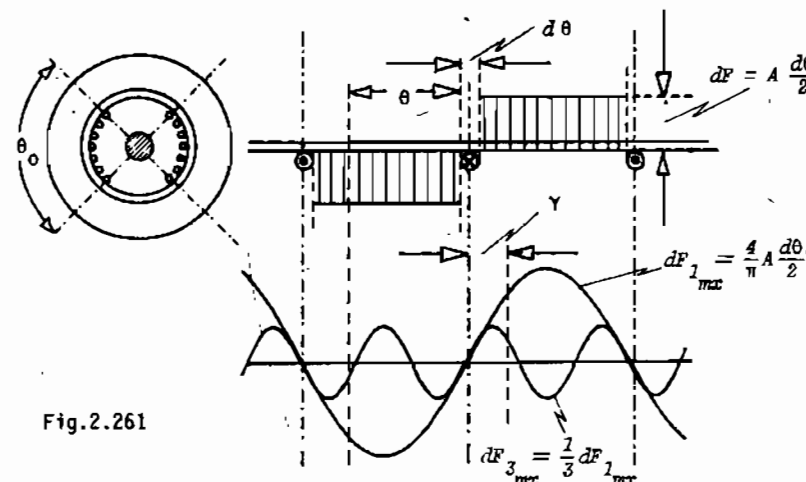


Fig. 2.261

En figura 2.261 presentamos un rotor liso de turboalternador, en el que existen conductores con corriente en dos zonas diametrales sustentadas por el ángulo θ . A la derecha de la figura aparece el entrehierro desarrollado, y para simplificar, se ha dibujado sólo lo esencial. La corriente total de un diferencial de arco será:

$$dI = A d\theta \quad (2.355)$$

Estas corrientes constituyen - dos a dos - espiras elementales, que producen en el entrehierro una fuerza magnetomotriz de repartición rectangular y alto:

$$+ dF = \frac{A d\theta}{2} \quad (2.356)$$

Podemos desarrollar esa onda rectangular en serie de Fourier, a contar de un cierto origen de coordenadas. La expresión será:

$$dF = \frac{4}{\pi} \frac{A d\theta}{2} \left[\text{sen } \gamma + \frac{1}{3} \text{sen } 3\gamma + \frac{1}{5} \text{sen } 5\gamma + \dots \right] \quad (2.357)$$

La fundamental - que más nos interesa - tendrá por magnitud:

$$dF_{1mx} = \frac{4}{\pi} \frac{A d\theta}{2} = \sqrt{2} dF_1 \quad (2.358)$$

Suma geométrica de las ff.m.m. componentes

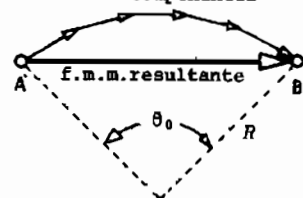


Fig.2.262

Cada bobina del sistema contribuye con su fuerza magnetomotriz, las que por su diferente posición suman sus efectos en forma vectorial, como mostramos en figura 2.262. Debemos por lo tanto introducir el coeficiente:

$$k = \frac{\text{cuerda } AB}{\text{arco } AB} = \frac{2R \text{sen } \theta_0/2}{R \theta_0} = \frac{\text{sen } \frac{\theta_0}{2}}{\frac{\theta_0}{2}} \quad (2.359)$$

La amplitud de la fundamental nos queda:

$$F_{1mx} = \frac{4}{\pi} A \frac{\theta_0}{2} k = \frac{4}{\pi} A \text{sen } \frac{\theta_0}{2} = \sqrt{2} F_1 \quad (2.360)$$

Para el caso más común de $\theta_0 = 2\pi/3$ nos resulta:

$$F_{1mx} = \frac{4}{\pi} A \frac{\sqrt{3}}{2} \sim 1,1 A \quad (2.361)$$

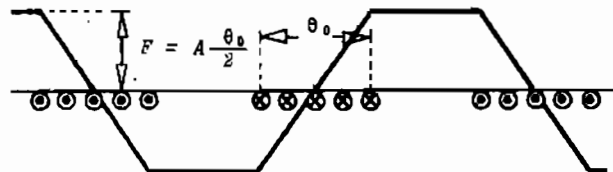


Fig.2.263

En figura 2.263 dibujamos, en forma más general la representación de la fuerza magnetomotriz y su valor máximo. Comparando nos sale:

$$F_{mx} = A \frac{\theta_0}{2} = A \frac{\pi}{3} \sim 1,05 A \quad (2.362)$$

Y en consecuencia:

$$F_{1mx} \sim 1,05 F_{mx} \quad (2.363)$$

Consideremos ahora la tercera armónica de amplitud:

$$dF_{3mx} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{3} \frac{A d\theta}{2} = \sqrt{2} dF_3 \quad (2.364)$$

Todas las espiras comprendidas en el ángulo θ_0 tienen una fuerza magnetomotriz de período espacial tres veces más pequeño que la fundamental de la misma magnitud, siendo por lo tanto el coeficiente:

$$k_3 = \frac{2R \text{sen } 3\theta_0/2}{R 3\theta_0/2} = \frac{\text{sen } 3\theta_0/2}{3\theta_0/2} \quad (2.365)$$

Para el caso que venimos estudiando de $\theta_0 = 2\pi/3$, el punto A de la figura 2.262 coincide con el B y el coeficiente resulta nulo. Por lo tanto, la armónica de orden tres no aparece en la fuerza magnetomotriz del rotor. De la misma manera las de orden múltiplo de tres, es decir, la nueve, quince, etc. Haciendo igual tratamiento a las armónicas de otros órdenes, nos resulta que la amplitud de la quinta es 4%, la séptima 2%, etc., con respecto a la fundamental. En consecuencia, si el circuito magnético no está saturado y la f.m.m. y la inducción son proporcionales entre sí, para los rotores en los que se cumple:

$$\theta_0 = \frac{2\pi}{3} \quad (2.366)$$

la curva del campo producido por los amper-espira del rotor, es muy próxima a la senoide fundamental. Completamos este tema con algunas consideraciones generales sobre este tipo de rotor.

Las velocidades periféricas son siempre elevadas en este tipo de rotor. Para un diámetro de 1 metro y 3.000 RPM, resultan del orden de 160 m/s. Como el largo axial está muy limitado por las deformaciones estáticas y dinámicas (vibraciones), el dimensionado de un rotor de potencias superiores a los 100 MW es un problema delicado. Las sollicitaciones mecánicas y térmicas son importantes mientras que las dimensiones no pueden ser muy grandes. Todo esto obliga a emplear para la excitación fuentes de tensión baja, debido a las poco favorables propiedades mecánicas y térmicas de las aislaciones. En cuanto al entrehierro se debe decir que en estas máquinas es grande, del orden de los 6 a 10 cm. Aun-

que esto obliga a una mayor excitación, por otro lado favorece la ventilación.

→ Pasemos ahora a estudiar el campo producido por un rotor a polos salientes, como por ejemplo, el de dibujo 2.213, que se emplea para velocidades de 1000 RPM,

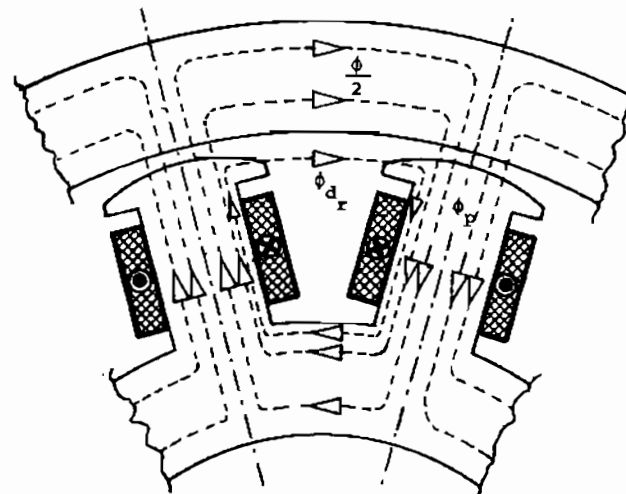


Fig. 2.264

o más bajas (6 o más polos). Para ello veamos su imagen en la figura 2.264. Las líneas del campo se cierran a través del estator y del rotor, pasando por el entrehierro que es de valor variable. En la figura 2.265 apreciamos la representación rectificada y los correspondientes diagramas de las fuerzas

magnetomotrices (o de las inducciones, según se prefiera). Si el circuito no está saturado y llamamos δ a la longitud promedio del entrehierro, la inducción media resultará:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{\delta} \quad (2.367)$$

Esta expresión proviene de la (1.453)

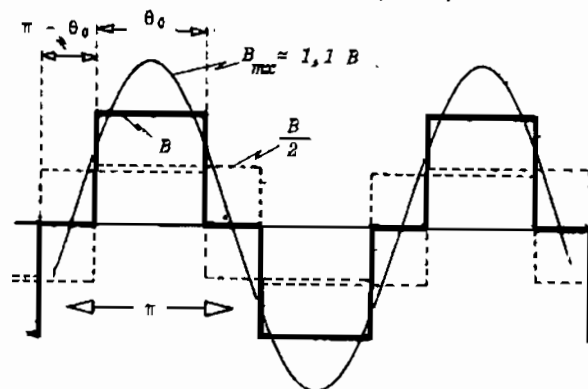


Fig. 2.266

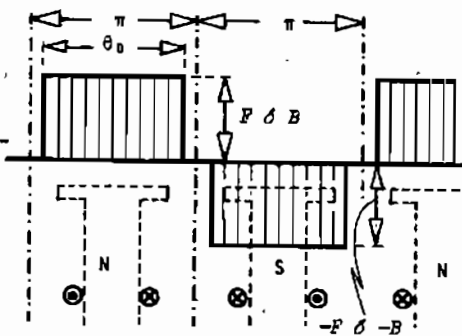


Fig. 2.265

del libro I "Circuitos" de esta colección, pero considerando sólo la inducción en el entrehierro. El valor B es la inducción en el entrehierro, μ_0 la permeabilidad absoluta de ese tramo y δ el largo del mismo, en promedio. Los NI son los amper-vuelta de cada polo.

Por razonamientos semejantes a los hechos para el rotor liso y observando la figura 2.266 podemos deducir fácilmente:

$$B_{lmc} = \frac{4}{\pi} B \sin \frac{\theta_0}{2} = \sqrt{2} B_1 \quad (2.368)$$

Tomando también aquí $\theta_0 = 2\pi/3$ para la expansión polar;

$$B_{lmc} = \frac{4}{\pi} B \frac{\sqrt{3}}{2} \sim 1,1 B \quad (2.369)$$

Las armónicas múltiplo de tres se anulan, las de orden cinco resultan aproximadamente un 20 % de la fundamental, y las de orden siete un 14 %.

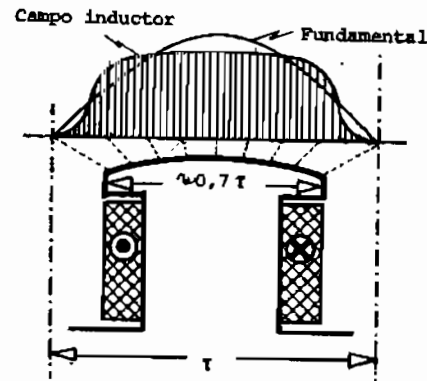


Fig. 2.267

Se puede reducir la amplitud de las armónicas hasta hacerlas prácticamente despreciables, construyendo las expansiones polares de una extensión próxima a las 2/3 partes del paso polar y con una curvatura apropiada de la cara de la expansión que enfrenta al estator. Esta idea se expresa con la figura 2.267. Con estos recaudos, la distribución del campo resulta muy próxima a la sinusoidal.

Muchos de los rotores a polos salientes, están provistos de un *arrollamiento amortiguador*, como se ilustra en figura 2.268. Se trata de barras de cobre, bronce o latón colocadas en las expansiones polares en sentido axial, en adecuadas cavidades practicadas en los polos para ello y reunidas en sus extremos anterior y posterior, por medio de anillos que las vinculan a todas eléctricamente. Estos anillos se los llama *de corto circuito*. Esta disposición también se puede ver en figura 2.214.

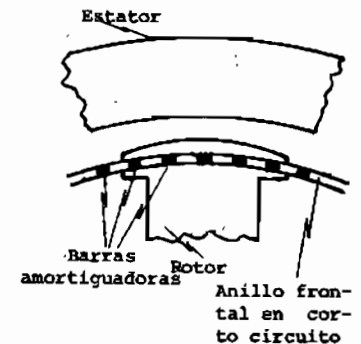


Fig. 2.268

El conjunto de barras y anillos forma una *jaula amortiguadora*, cuyo estudio se hará al tratar los motores asíncronos, en otro capítulo posterior. Sólo señalaremos que esta jaula amortigua las oscilaciones pendulares que trataremos más adelante. Esta jaula produce una cupla adicional y además, en el caso de los motores sincrónicos, se puede emplear para el arranque de la máquina. Resta agregar que el flujo generado por el rotor, que marcaremos con ψ_p , una parte del cual se cierra por las inmediaciones constituyendo el *flujo disperso*

que marcamos con ϕ_{dr} , flujo disperso del rotor y que la figura 2.264 nos indica su trayecto. El resto del flujo es el *flujo útil* ϕ , que al trasponer el entrehierro, se divide en dos partes iguales. Entre el flujo total que debe generar el arrollamiento de excitación del polo, ϕ_p y el flujo útil ϕ existe la relación:

$$\phi_p = \sigma_p \phi \quad (2.370)$$

El coeficiente de dispersión del rotor σ_p vale entre 1,1 y 1,3.

♦ 2.4.13.- CAMPO MAGNETICO DEL INDUCIDO.- Hemos estudiado que en el estator tenemos los bobinados en los que se genera la fuerza electromotriz inducida. Cuando el alternador trabaja entregando corriente al circuito exterior de carga, esas corrientes pasan por los conductores activos del estator y origina fenómenos electromagnéticos que nos proponemos estudiar. Para ello usamos figura 2.269 que muestra un estator desplegado con rotor liso, muy

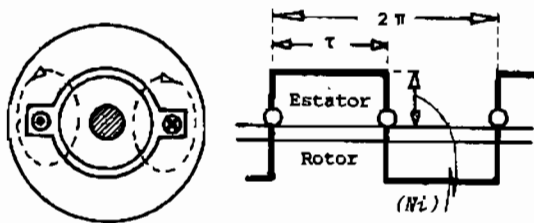


Fig.2.269

simple, compuesto sólo por dos conductores alojados diametralmente en dos canaletas. Cuando la máquina entrega la corriente de carga, se creará un campo magnético cuyas líneas señalamos en la parte izquierda de esa figura. Pe-a diferencia de lo visto en los estudios electromagnéticos del rotor, aquí la corriente es alterna y en consecuencia, todo lo estudiado será función del tiempo, además de su posición geométrica. En la parte derecha de la figura se ve el entrehierro rectificado, y los rectángulos, representan a la fuerza magnetomotriz del estator, cuyo valor instantáneo será (Ni) y el valor máximo $(NI)_{max}$. La altura de dichos rectángulos será entonces función del tiempo y podrá tomar valores positivos o negativos. Establecido esto, procedemos a deducir la expresión de la f.m.m. del campo rotante producido por un bobinado de tipo cualquiera. Como siempre, llamaremos Z al número de conductores activos totales que existen en el estator y Q el número de canaletas del estator. Por lo tanto, el número de conductores por canaleta resulta:

$$z = \frac{Z}{Q} \quad (2.371)$$

Recordando que n es el número de ranuras por polo y por fase,

$$z_p = z n \quad (2.372)$$

será el número de conductores por polo y por fase. Por reemplazo conforme lo visto en párrafo 2.4.7.- nos queda:

$$z_p = \frac{Z}{m P} \quad (2.373)$$

siendo, como se recuerda, m el número de fases, P el número de polos, y Z el número total de conductores activos. Como cada dos conductores componen una espira, tendremos que el número de espiras por polo y por fase vale:

$$N_f = \frac{Z}{2 m P} \quad (2.374)$$

Como por cada espira circula una corriente alterna de valor instantáneo i , el número de ampere-vuelta por polo y por fase es:

$$(Ni) = \frac{Z i}{2 m P} \quad (2.375)$$

La (2.375) es la expresión del valor instantáneo de la fuerza magnetomotriz, en un arrollamiento fijo en el espacio. Es la expresión de lo que, en su momento, dentro del tema 2.1.3.-, llamamos *campos alternativos*. Sabemos también que, conforme tema anterior 2.1.2.-, tres campos alternativos desplazados en el espacio y con valores desplazados en el tiempo, forman un *campo rotante* de amplitud $3/2$ veces la amplitud de uno cualquiera de sus componentes, a condición de ser los tres exactamente iguales, estar igualmente desplazados y ser alimentados por un sistema trifásico perfecto. Por lo tanto, la amplitud del campo rotante resultante es:

$$(NI) = \frac{3}{2} \frac{Z \sqrt{2} I}{2 m P} \quad (2.376)$$

Esta expresión es válida para distribución sinusoidal en el entrehierro, y el caso de bobinado de una sola bobina por polo y por fase y de paso integral. Para tener en cuenta que la onda producida por el rotor es un rectángulo del cual solamente tomaremos la fundamental, o primera armónica, afectaremos la expresión por el factor $4/\pi$ antes visto. Y para tener en cuenta que el bobinado puede ser distribuido y de paso acortado, afectamos a la expresión por el factor de bobinado k_b visto en la (2.339).

$$(NI) = \frac{3}{2} \frac{Z \sqrt{2} I}{2 m P} \frac{4}{\pi} k_b = 1,36 \frac{Z I}{m P} k_b \quad (2.377)$$

Multiplicando y dividiendo por Q nos sale finalmente;

de donde recordemos:

n = cantidad de conductores por canaleta

k_b = factor del bobinado

n = número de ranuras por polo y por fase

I = valor eficaz de la corriente en una cualquiera de las tres fases.

El estudio que terminamos de efectuar, es sumamente útil para quienes se interesan por el diseño de las máquinas eléctricas rotativas.

Si deseamos ahora hacer el estudio funcional del campo del inducido, procedemos de la siguiente manera. Comenzamos por llamar

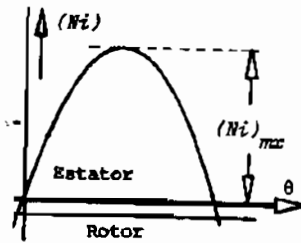


Fig. 2.270

reacción del inducido al campo rotante que se origina por efecto de las corrientes del estator - que a su vez son causadas por la fuerza electromotriz inducida - y que ejercen su influencia sobre el rotor, dependiendo esa influencia de si el rotor es liso o a polos salientes. Tomamos un par de ejes coordenados como en figura 2.270, haciendo coincidir el eje de las abscisas con la superficie

interior del estator, y tomando como número de ampere-vuelta (f.m.m.) los de cada punto del mismo. La onda de la f.m.m. se dibujó sinusoidal, admitiendo que se emplea la primera armónica en vez de la representación rectangular. La ecuación de las f.m.m. en función de las diversas posiciones a lo largo del entrehierro es:

$$f = (N_f I) \sin \theta \quad (2.379)$$

Como las bobinas están siendo circuladas por corriente alterna;

$$i = \sqrt{2} I \cos \omega t = I_{\max} \cos \omega t \quad (2.380)$$

Reemplazando:

$$f = (N_f I) \cos \omega t \sin \theta \quad (2.381)$$

Hemos elegido la función coseno, en vez de seno, para tener el valor máximo en el momento de $t = 0$, siendo N_f el número de espiras por polo y por fase.

Operamos en base a conocidas relaciones trigonométricas;

$$f = (N_f I_{\max}) \cos \omega t \sin \theta = (N_f I_{\max}) \left[\frac{1}{2} \sin(\theta - \omega t) + \frac{1}{2} \sin(\theta + \omega t) \right] \quad (2.382)$$

Se trata de la expresión de un campo alternativo, compuesto por dos campos rotantes iguales y de sentido inverso. Esto ya lo vimos en tema 2.1.3.- Reuni-

mos a continuación las expresiones de las tres fases:

$$f_R = (N_f I_{\max}) \left[\frac{1}{2} \sin(\theta - \omega t) + \frac{1}{2} \sin(\theta + \omega t) \right] \quad (2.383a)$$

$$f_S = (N_f I_{\max}) \left[\frac{1}{2} \sin(\theta - 120 - \omega t + 120) + \frac{1}{2} \sin(\theta + 120 + \omega t - 120) \right] \quad (2.383b)$$

$$f_T = (N_f I_{\max}) \left[\frac{1}{2} \sin(\theta - 240 - \omega t + 240) + \frac{1}{2} \sin(\theta + 240 + \omega t - 240) \right] \quad (2.383c)$$

Sumando nos queda:

$$f = f_R + f_S + f_T = \frac{3}{2} (N_f I_{\max}) \sin(\theta - \omega t) \quad (2.384)$$

que es la ecuación representativa de un campo rotante. Si manteniendo una posición fija ($\theta = \text{constante}$) dejamos transcurrir el tiempo, vemos que la f.m.m. es una senoide. Inversamente, para un instante dado considerado ($t = \text{constante}$) si recorremos el entrehierro veremos que la onda de la f.m.m. se desarrolla conforme una senoide. La amplitud del campo rotante es:

$$F = \frac{3}{2} (N_f I_{\max}) \quad (2.385)$$

y la velocidad angular es ω .

Todo el razonamiento anterior se hizo suponiendo que la onda de la f.m.m. es sinusoidal. En realidad es una representación rectangular, de tal modo que la verdadera expresión del campo alternativo de una fase será:

$$f_R = \frac{4}{\pi} (N_f I_{\max}) \left[\cos \omega t \sin \theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \dots \right] \quad (2.386)$$

Por procedimientos trigonométricos:

$$f_R = \frac{2}{\pi} (N_f I_{\max}) \left[\sin(\theta + \omega t) + \sin(\theta - \omega t) + \dots \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \sin(3\theta + \omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\theta - \omega t) + \dots \right] \quad (2.387)$$

Sumando las tres fases;

$$f = f_R + f_S + f_T = \frac{4}{\pi} \left(\frac{3}{2} N_f I_{\max} \right) \left[\sin(\theta - \omega t) + \dots \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \sin(5\theta + \omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\theta - \omega t) + \dots \right. \\ \left. + \frac{1}{11} \sin(11\theta + \omega t) + \dots \right] \quad (2.388)$$

En el campo rotante falta la tercera armónica y la quinta origina un campo rotante de sentido inverso al de la fundamental y de velocidad cinco veces mayor. En consecuencia, la llamada reacción del inducido, es un campo rotante complejo compuesto por la primera armónica que produce un campo directo, un campo rotante inverso de velocidad cinco veces mayor y otros de menor importancia técnica. Falta decididamente el campo de frecuencia tripe. Nótese en este razonamiento la ausencia de los factores de bobinado, que se han omitido para una explicación más sencilla. En tratados más profundos, puede verse este aspecto.

2.4.14.- EXCITACION EN LOS ALTERNADORES.- Los polos del inductor pueden ser imanes permanentes, es decir, piezas polares convenientemente magnetizadas. Esto se emplea en alternadores de potencia muy baja o de usos muy particulares. En la mayor parte de los alternadores la excitación se hace por medio de una corriente continua que sabemos se llama *corriente de excitación*, o simplemente *excitación*, que llega hasta las bobinas de los polos, por diversos medios. En la actualidad, se acostumbra a ver la excitación de un alternador, como formando parte de un *sistema realimentado*, que vamos a explicar con ayu-

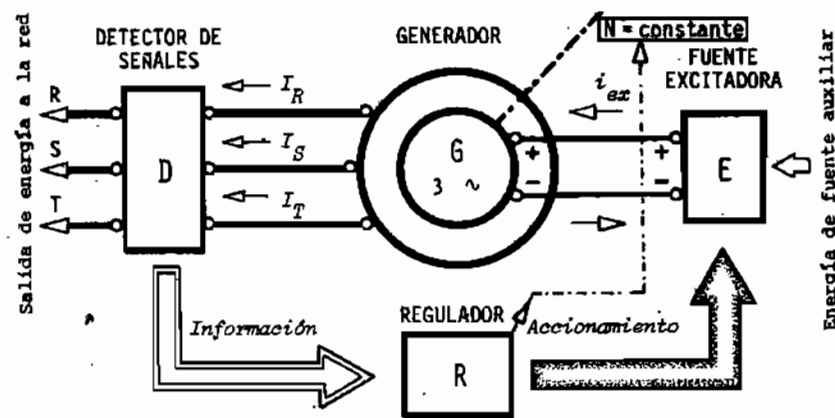


Fig. 2.271

da de la figura 2.271. El alternador tiene por misión entregar a la red un sistema trifásico de corrientes, que los usuarios han de aprovechar. Si bien no es objeto de este texto desarrollar el tema, debe dejarse sentado que una red que sirve un sistema eléctrico de potencia para luz y fuerza motriz, la calidad del servicio está determinada - entre otras cosas - por la *constancia de la tensión y la frecuencia en bormes de usuarios*. Esta hace que a salida del alternador, se deban colocar adecuados elementos que hagan el control de la tensión y la corriente de salida, para integrar esos valores con

otros más complejos que existen en el sistema de transmisión y distribución, a fin de lograr el fin deseado. Es por eso que en la figura 2.271, que nos representa panorámicamente a todo el sistema, aparezca en la parte central el *generador* productor de la energía eléctrica y a su izquierda, la red. Entre ambos está el *detector de señales*, que en la práctica es un conjunto de adecuados transformadores de medición. Este detector de señales produce la *información de ENTRADA* que es aplicada al *regulador*, que es un mecanismo que tiene por finalidad producir una *información de SALIDA*, o *accionamiento* que ordena a la *fuerza excitadora* cual es la *corriente de excitación* que debe entregar para obtener una salida correcta en cada estado de funcionamiento del conjunto. Es evidente que el regulador debe tener un *programa* previamente estudiado y actuar conforme a él. La fuente excitadora debe alimentarse de una fuente de energía, para producir la corriente continua de excitación. Visto el conjunto, apreciamos que una señal de la salida reingresa a la entrada, convenientemente elaborada y por ello el sistema es *realimentado*. Los mecanismos reguladores pueden ser de muy diverso tipo, respondiendo a tecnologías y patentes diversas y se encuentran en constante evolución.

En la figura 2.272 que sigue, podemos apreciar el esquema de conexiones de un sistema que podríamos catalogar como *clásico*. Como todavía no hemos estudiado las máquinas de corriente continua, la explicación que sigue tiene las limitaciones que son fáciles de comprender. Por eso pedimos al lector que acep-

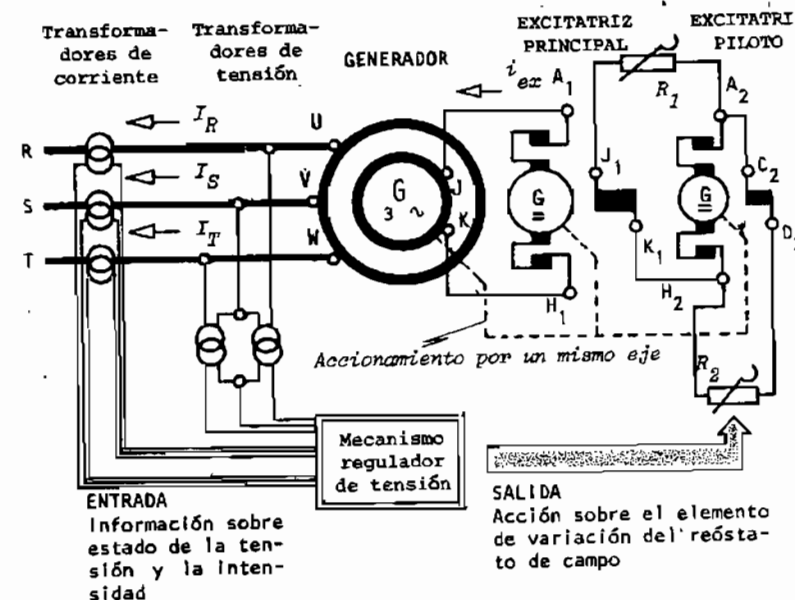


Fig. 2.272

te algunas afirmaciones, en el entendimiento que, la llegar el estudio de los generadores de corriente continua, se ha completado la explicación. A la salida, observamos que hay tres transformadores de corriente, cuyos primarios están en serie con las líneas de salida. Por esta causa, los secundarios de los mismos entregan al mecanismo regulador de tensión, corrientes proporcionales a las intensidades de las tres fases. Además, hay dos transformadores de tensión conectados en "V", como en figura 2.111, que se encargan de entregar al mecanismo regulador de tensión, valores proporcionales a las tensiones de línea de las tres fases. El mecanismo regulador de tensión elabora esa información recibida y actúa mecánicamente modificando el valor de la resistencia R_2 . Por ese medio, se varía la excitación de la *excitatriz piloto*, que es una simple máquina de corriente continua, de poca potencia, que se encarga de llevar excitación a la *excitatriz principal*, que es otro generador de corriente continua, de más potencia que el anterior, que es el encargado de producir la corriente de excitación i_{ex} que ingresará al sistema excitador del alternador por sus anillos rozantes, que ya hemos descripto. Procurando simplificar ideas, digamos que:

Corrientes de línea	} Actúan sobre	Corriente de excitación
Tensiones de línea		

La potencia de la excitatriz principal, es del orden de la potencia necesaria para alimentar al circuito de excitación de los polos rotantes.

Si bien este sistema de excitación se emplea cada vez menos, la gran cantidad de ellos existentes - y que seguirán funcionando a satisfacción por muchos años más - obliga a tenerlos en cuenta.

En la figura 2.273 podemos apreciar otra forma de resolver la excitación. El alternador no presenta diferencias con respecto al caso anterior, pero es muy diferente el conjunto de excitación. La corriente de excitación i_{ex} se extrae de un grupo rectificador como el de figura 2.174, que a su vez, es alimentado por un alternador auxiliar. El rectificador tiene un capacitor para limitar los efectos de sobretensión y transitorios y un resistor de descarga para proteger los diodos. A su vez, la excitación del alternador auxiliar proviene de otro rectificador menor que tiene mando por electrodo auxiliar y se trata en verdad de un rectificador a tiristores. Por fin, éste recibe corriente de un alternador piloto a imán permanente, de muy baja potencia que entrega su corriente a través de un transformador adaptador. Como en el caso de la figura 2.272 en que todas las máquinas son accionadas por un solo eje motor, en este caso, también el eje motor de la máquina primaria acciona a los tres alternadores. Este conjunto tiene la ventaja de que no emplea máquinas de corriente continua generadoras, con lo que se evitan los colectores de las

máquinas, órganos éstos que requieren frecuente mantenimiento y son fuente de desperfectos. A su vez, la regulación a través de elementos de estado sólido, sin órganos en movimiento como el regulador mecánico del caso anterior, es más rápida y segura. El mecanismo regulador de tensión se encarga de recoger

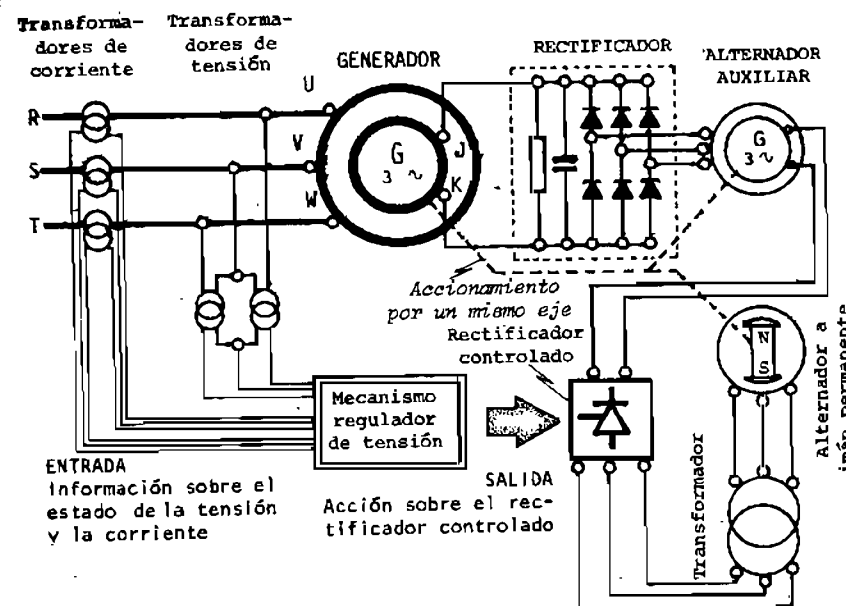


Fig.2.273

información sobre el estado de las tensiones y las corrientes de salida, y accionar los dispositivos de "disparo" de los electrodos de control de los tiristores en los momentos oportunos, para lograr la conducción controlada. Nótese que, en este sistema, hace su irrupción la Electrónica en el control de la tensión, asunto que se encuentra en pleno desarrollo.

En la figura 2.274 vemos un sistema en que se ha reemplazado a las máquinas excitadoras por un solo rectificador con mando por electrodo de compuerta. La energía para la excitación proviene de la misma máquina generadora, lo que introduce el concepto de la *autoexcitación*. Aquí puede aparecer la duda de como puede el sistema "arrancar", ya que al principio, no existiendo tensión generada, no hay alimentación al sistema excitador y no puede haber fuerza electromotriz inducida. Sin embargo, como estos sistemas se emplean en centrales generadoras interconectadas con otras, o que poseen un grupo auxiliar generador, el problema está resuelto. Al ponerse en marcha el alternador, la excitación proviene de una fuente exterior al mismo. Una vez lograda la tensión de servicio, se pasa rápidamente a recibir energía de la misma máquina principal.

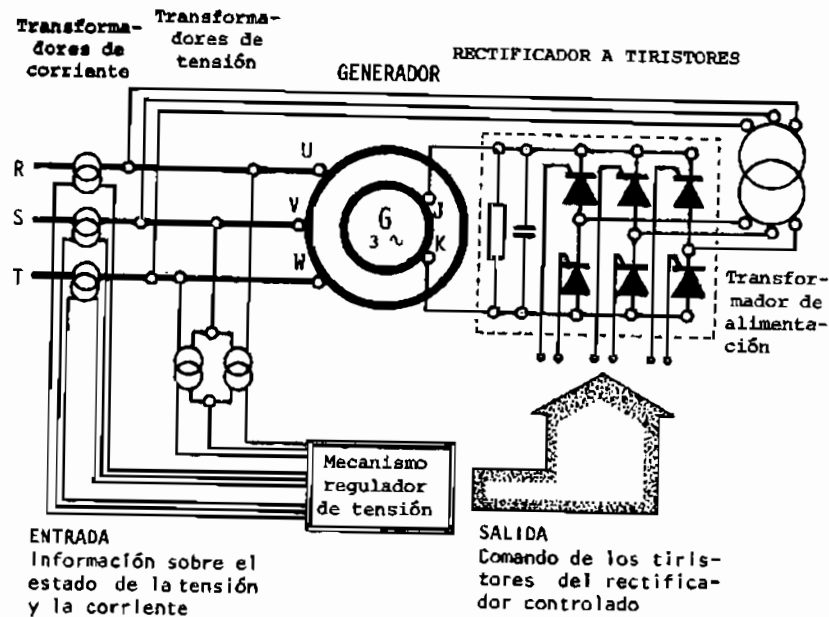


Fig. 2.274

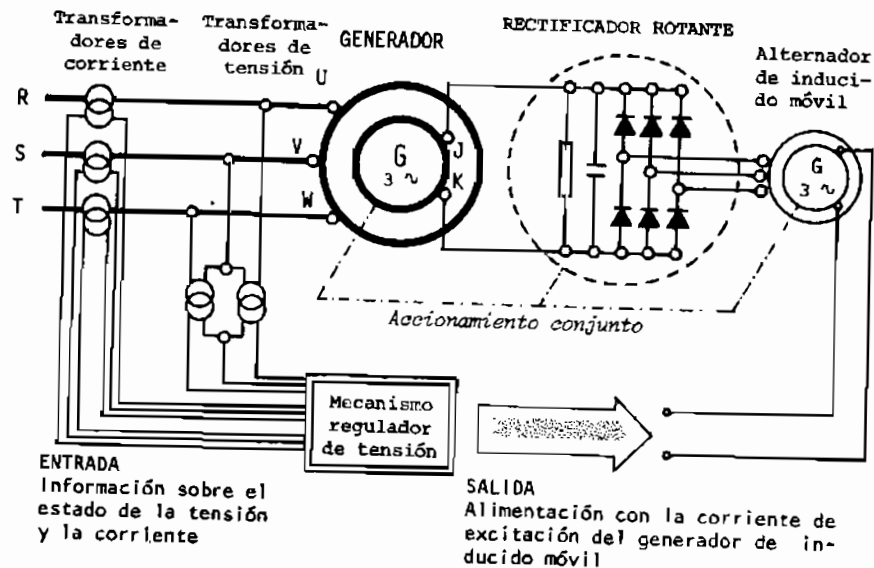


Fig. 2.275

En todos los sistemas descriptos hasta aquí, la corriente de excitación i_{ex} ingresa al órgano rotante, el rotor con sus bobinas excitadoras, a través de

los conocidos anillos rozantes que ya vimos en figura 2.217. Mucho se ha estudiado para evitar estos elementos, particularmente en la industria aeronáutica, en donde todo órgano rozante presenta inconvenientes a grandes alturas. Esto ha dado lugar al desarrollo de lo que se llama el *alternador sin escobillas*. Se lo ilustra en figura 2.275. El ingreso de la corriente i_{ex} a los polos se logra por medio de una conexión directa desde un rectificador que gira con el conjunto. Dicho grupo recibe energía alterna trifásica de un alternador que se encuentra también ligado al mismo eje, pero que, al revés de la mayoría de los convencionales, es de rotor fijo e inductor móvil. De este modo, controlando la corriente de excitación de este último por medio del mecanismo regulador de tensión, se regula la tensión trifásica auxiliar, con ella se regula la tensión continua de salida del grupo rectificador rotante y de ese modo, la corriente principal de excitación que va a los polos. La figura 2.275, con sus leyendas, consideramos que es suficientemente explicativa. Con esta disposición se han eliminado colectores y escobillas y sólo hay que resolver el problema de las sollicitaciones a que se ven sometidos los diodos que rotan a la velocidad del alternador, que en equipos para aviación, es elevada.

♦ 2.4.15.- CUPLA ACTUANTE SOBRE EL ROTOR.- Como se verá en el capítulo dedicado a los motores sincrónicos, la máquina sincrónica es reversible, es decir, puede trabajar como alternador produciendo energía eléctrica, como también puede trabajar como motor produciendo energía mecánica. Por esta razón trataremos ahora un tema que - aun formando parte de los alternadores - será oportunamente empleado en los motores.

El alternador debe ser accionado por una máquina primaria que le entrega energía mecánica en su eje. Esa energía se emplea, la mayor parte, en una transformación destinada a producir energía eléctrica que sale al exterior, una parte se transforma en pérdidas y otra parte queda almacenada en los campos. Despreciando las pérdidas magnéticas y descontando de antemano las mecánicas, podemos escribir:

$$dA_{mer} = dA_e + dA_{mg} \quad (2.389)$$

siendo dA_{mer} la energía mecánica neta (descontadas las pérdidas mecánicas), dA_e la parte que se transforma en energía eléctrica y dA_{mg} la energía que se almacena en los campos magnéticos de la máquina.

En régimen estable, la energía almacenada no se debe tener en cuenta, ya que si se trata de corrientes continuas, las energías almacenadas sólo juegan su papel en los transitorios de cierre y apertura de circuitos y si se trata de corrientes alternas como es nuestro caso, la energía de los campos entra y sale cons-

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

tituyendo la potencia reactiva, como ya se explicó en párrafo 1.2.4.- del libro I "Circuitos" de esta obra. En consecuencia, podemos escribir:

$$dA_{mec} = dA_e \quad (2.390)$$

que será transformable inmediatamente, para las potencias en;

$$p_{mec} = p_e \quad (2.391)$$

La potencia eléctrica está compuesta por la potencia que sale en forma de potencia útil y la que se consume internamente como pérdidas en el cobre del estator. Por lo tanto:

$$p_{mec} = p_e = 3 u i + 3 i^2 R = 3(u + i R) i = 3 e i \quad (2.392)$$

A su vez, la potencia mecánica de un movimiento giratorio uniforme vale:

$$p_{mec} = C \Omega \quad (2.393)$$

Sobre esto, ya tratamos en capítulo 2.1.5.- al que recomendamos volver para un repaso. Y retomando la (2.317), la velocidad angular geométrica podrá expresarse relacionada con la eléctrica a través de:

$$\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.394)$$

Recordando la ley de Faraday-Lenz podemos reemplazar y obtener:

$$C \frac{1}{p} \frac{d\theta}{dt} = - 3 i N \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.395)$$

Finalmente:

$$C = - 3 p i N \frac{d\varphi}{d\theta} \quad (2.396)$$

El único significado atribuible al signo menos de la fórmula, es de que se trata de una cupla que se opone al movimiento. Si se tratase de un motor, la f.e.m. sería en vez una *fuerza contraelectromotriz*, como ya explicaremos más adelante, tendría signo opuesto y la cupla resultaría positiva.

Obtenida esta fórmula, retomemos el concepto ya vertido con (2.353) respecto a la densidad superficial, o napa de corriente, que ahora trataremos con más generalidad. Supongamos que por el estator de un alternador circulan las corrientes producidas por las fuerzas electromotrices inducidas y con ayuda de la figura 2.258 antes vista procuramos generalizar:

$$a = \frac{\sum n i}{dx} \quad (2.397)$$

Como antes, n es el número de conductores que componen la canaleta, i las corrientes que por ellos pasan y dx la distancia comprendida entre dos ejes de dientes. Se notará, ante todo, que las corrientes se han marcado con letra minúscula para dejar sentado que se trata de valores instantáneos alternos y que se ha agregado el signo sumatoria, dado que en los bobinados de corriente alterna trifásicos, una canaleta puede contener conductores de distinta fase y llevar por esta causa, corrientes de sentidos contrarios. El valor de a será la *densidad superficial* o *napa de corriente instantánea*. Cuando se trata de corrientes continuas, nos resultó;

$$a = A \quad (2.398)$$

que es idéntica a la (2.353). En alterna trifásica la napa de corriente origina un campo rotante y por lo visto en capítulo 2.4.13.- en fórmula (2.379), debe forzosamente tener por expresión:

$$a = \sqrt{2} A \sin \theta \quad (2.399)$$

siendo θ el ángulo descripto a lo largo del entrehierro.

Es importante - sobretodo para quienes se interesen por la construcción y diseño de máquinas rotantes - encontrar la relación entre existente entre la napa de corriente instantánea y la fuerza magnetomotriz. Para ello consideremos un trozo de entrehierro de largo $d\theta$ excitado por un bobinado ubicado en el estator, que produce flujo de abajo hacia arriba. Tomamos una línea cerrada cualquiera que enlaza varias corrientes, como se ilustra en figura 2.276, y

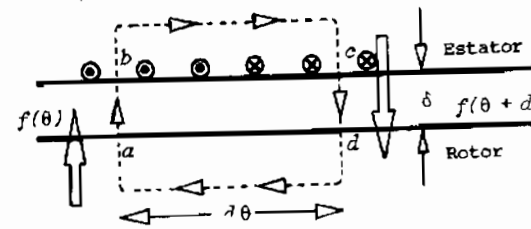


Fig. 2.276

procedemos a aplicar la ley de la circuitación:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \int_a^b \vec{H} d\vec{l} + \int_b^c \vec{H} d\vec{l} + \int_c^d \vec{H} d\vec{l} + \int_d^a \vec{H} d\vec{l} = \sum i \quad (2.400)$$

Siendo los tramos de aire los más preponderantes, despreciamos los tramos de hierro y sacamos lo siguiente:

$$\int_a^b \vec{H} d\vec{l} + \int_c^d \vec{H} d\vec{l} = \sum i = a d\theta = f \quad (2.401)$$

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

En el primer tramo vamos a favor de las líneas del campo, o sea:

$$\int_a^b \vec{H} d\vec{l} = f(\theta) \quad (2.402)$$

En el segundo, vamos en contra, y por ello;

$$\int_d^c \vec{H} d\vec{l} = - \int_c^d \vec{H} d\vec{l} = - f(\theta + d\theta) = - f(\theta) - \frac{\partial f}{\partial \theta} d\theta \quad (2.403)$$

Por lo tanto, nos resulta:

$$-\frac{\partial f}{\partial \theta} d\theta = a d\theta \quad (2.404)$$

O sea:

$$a = - \frac{df}{d\theta} \quad (2.405)$$

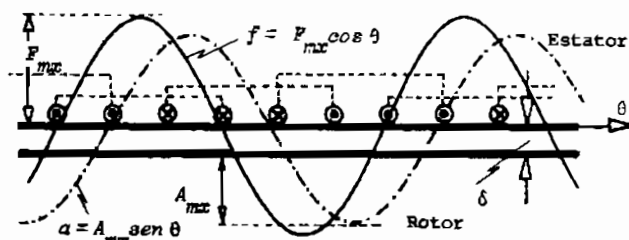


Fig. 2.277

Por lo tanto, en un sistema como el representado en la figura 2.277 con napa de corriente sinusoidal, la fuerza magnetomotriz vale:

$$f = \sqrt{2} A \cos \theta \quad (2.406)$$

Establecidas las relaciones que terminamos de ver, vayamos ahora a la consideración de un caso más completo, representado en figura 2.278 de página siguiente y a la cual nos vamos a referir.

Una serie de polos giran hacia la derecha - considerando a la máquina como un alternador - representando para el estator un campo rotante que se ha supuesto de distribución sinusoidal y cuya ecuación en función de las diversas posiciones a lo largo del entrehierro debe ser:

$$f_o = \sqrt{2} F_o \sin \theta \quad (2.407)$$

Este campo rotante induce en el estator fuerzas electromotrices, las que a su vez causan corrientes si la máquina está conectada exteriormente a una carga. Estas corrientes, que son la reacción del inducido, forman a su vez un campo rotante según ya se vio, que por razones que se explicarán un poco más adelante,

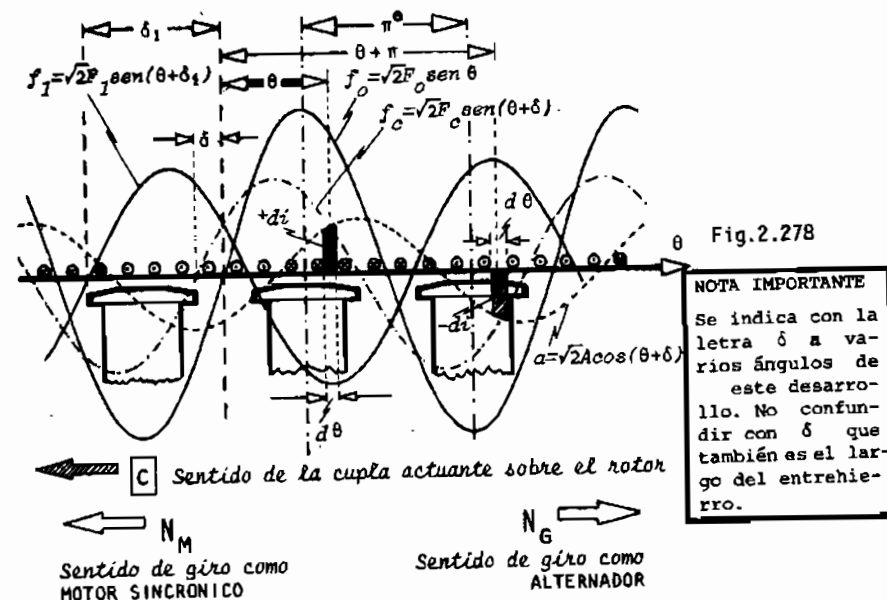


Fig. 2.278

NOTA IMPORTANTE
Se indica con la letra δ a varios ángulos de este desarrollo. No confundir con δ que también es el largo del entrehierro.

está desplazado, o defasado, un cierto ángulo δ_1 , respecto del sistema de los polos, como se deja expresado en la figura (principio de las dos ondas de trazo lleno). Pero obsérvese que entonces existen dos campos rotantes: el que producen los polos del rotor al girar impulsado por la máquina primaria y el que producen las bobinas del estator con su sistema trifásico de corrientes. Por lo tanto, el campo resultante en el entrehierro será la composición de ambos. Al campo de reacción de inducido lo llamamos:

$$f_1 = \sqrt{2} F_1 \sin(\theta + \delta_1) \quad (2.408)$$

y el campo resultante en el entrehierro:

$$f = \sqrt{2} F_e \sin(\theta + \delta) \quad (2.409)$$

Por lo que se ha visto un poco más arriba, la napa de corriente instantánea es

$$a = - \sqrt{2} A \cos(\theta + \delta) \quad (2.410)$$

En un lugar genérico cualquiera θ tomemos un diferencial $d\theta$ de largo del entrehierro, el que comprenderá una cierta cantidad de corrientes expresables por medio de:

$$+ di = a d\theta = - \sqrt{2} A \cos(\theta + \delta) d\theta \quad (2.411)$$

En otro lugar distante π encontramos otra configuración semejante, de valor:

$$-di = a d\theta = -\sqrt{2} A \cos(\theta + \pi + \delta) d\theta \quad (2.412)$$

Ambas forman una espira elemental que utilizaremos enseguida. El flujo que atraviesa la espira valdrá:

$$\psi = \int_{\theta}^{\theta+\pi} b l r d\theta = \int_{\theta}^{\theta+\pi} \sqrt{2} B \sin \theta l r d\theta = 2\sqrt{2} B l r \cos \theta \quad (2.413)$$

siendo l el largo axial del entrehierro (en sentido normal al dibujo) y r el radio de giro. Derivamos:

$$\frac{d\psi}{d\theta} = -2\sqrt{2} B l r \sin \theta \quad (2.414)$$

Aplicamos la (2.414) y (2.411) en la (2.396) y tenemos:

$$dC = -p di N \frac{d\psi}{d\theta} = -2p \sqrt{2} A \sqrt{2} B \cos(\theta + \delta) l r \sin \theta d\theta \quad (2.415)$$

Integramos:

$$C = -4p A B l r \int_{\theta}^{\pi} \cos(\theta - \delta) \sin \theta d\theta \quad (2.416)$$

Recordando que $A = F$ y agrupando constantes constructivas;

$$C = -k B F \sin \delta \quad (2.417)$$

El signo menos indica que la acción de la cupla se ejerce en el sentido de tender a disminuir el ángulo δ . El valor F representa el valor eficaz de la fuerza magnetomotriz del estator y B el valor eficaz de la inducción provocada por la composición del flujo del rotor y el flujo del estator, es decir, es la inducción del flujo resultante en el entrehierro. La cupla en una máquina de este tipo es entonces función del flujo resultante en el entrehierro, y del sistema de corrientes en el estator y tiende a que queden alineados los ejes de la fuerza magnetomotriz resultante y de la fuerza magnetomotriz del rotor. El flujo que atraviesa el entrehierro y que es composición de los dos antes citados, se llama *flujo común* y el ángulo δ se llama *ángulo de cupla*.

La cupla electromagnética cuya fórmula terminamos de encontrar, se ejerce sobre el rotor en sentido contrario al de giro. Esto se explica intuitivamente, viendo que la fuerza magnetomotriz resultante, o llamada también fuerza magnetomotriz en carga que se expresa por medio de la (2.409), provoca un flujo en la misma dirección que el de los polos que rotan, dando lugar a una polaridad en la cara interna del estator, de nombre contrario a la del polo que enfrente. Estas polaridades opuestas se atraen y el estator procura traer a los polos en dirección contraria al sentido de giro. Por otra parte, esa cupla se-

rá la que tendrá que vencer la máquina de impulso (turbina, motor diesel, etc) para lograr la transformación de la energía. Si la máquina sincrónica trabaja como motor sincrónico, el estator tiene un campo rotante debido a las corrientes que se le aplican desde la red y se lleva consigo al rotor, por lo que el sentido de giro debe concordar con el de la cupla.

♦ 2.4.16.- CAMPO DEL ENTREHIERRO FUNCIONANDO EN CARGA.- Hemos visto que el rotor produce un flujo magnético, que induce una fuerza electromotriz en las bobinas del estator. Si el circuito de este último está cerrado circulan corrientes por el mismo, que compuestas constituyen el campo rotante. Por lo tanto, en el entrehierro existirán dos campos superpuestos que nos proponemos estudiar.

♦ 2.4.16.1.- CAMPO DEL ALTERNADOR A ROTOR LISO.- Como mostramos en la figura 2.279 el campo de un rotor liso con arrollamiento inductor repartido en las 2/3 partes, tiene una onda de fuerza magnetomotriz que es aproximadamente una sinusoide. Tomando un origen conveniente podemos expresar:

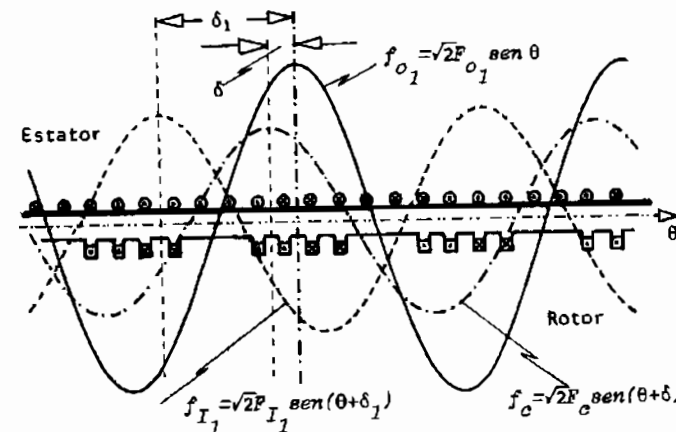


Fig. 2.279

$$f_{o1} = \sqrt{2} F_{o1} \sin \theta \quad (2.418)$$

que es la primera armónica de la onda de fuerza magnetomotriz. En el estator existe una onda de fuerza magnetomotriz proporcional a la corriente I que circula por el mismo en cada fase, adelantada un ángulo δ_1 (que puede ser positivo, negativo o nulo) y cuya primera armónica será:

$$f_{i1} = \sqrt{2} F_{i1} \sin(\theta + \delta_1) \quad (2.419)$$

La onda de la fuerza magnetomotriz resultante es la suma de las dos actantes. Se determina fácilmente mediante un diagrama de fasores como el de la figura

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

2.280. Si el circuito magnético no está saturado, asumiendo sobre el que volveremos más adelante, la onda de la inducción será proporcional a la fuerza magnetomotriz.

$$B_1 = \frac{\mu_0}{\delta} F_1 \quad (2.420)$$

Por lo tanto, el flujo del entrehierro se reparte sinusoidalmente a lo largo del mismo, no habiendo deformación, pero sí un desfase que dependerá del factor de potencia de la carga. En rigor, existe una pequeña deformación debida a los dientes del rotor y estator, pero no se tiene en cuenta. Observando nuevamente la figura 2.280 apreciamos que la fuerza magnetomotriz se puede descomponer en dos:

$$F_{I_{1t}} = F_{I_1} \sin \delta_1 \quad (2.421a)$$

$$F_{I_{1d}} = F_{I_1} \cos \delta_1 \quad (2.421b)$$

La primera, como puede verse teniendo en cuenta la fórmula (2.417) es proporcional a la cupla del alternador (o del motor sincrónico) y por lo tanto a la potencia activa de la máquina. Esta componente se llama *transversal*. La segunda, llamada componente *directa* actúa en la misma dirección que la fuerza magnetomotriz del rotor. Puede tener *efecto magnetizante* o *efecto desmagnetizante*, según sea el ángulo δ_1 . Esta componente determina la potencia reactiva, como se verá más adelante.

Remarquemos que - funcionando como alternador en carga - el flujo en el entrehierro se decaía con relación al rotor *en atraso* según el sentido de marcha (efecto de frenado del rotor) y *en adelante* cuando la máquina funciona como motor sincrónico.

5)

♦ 2.4.16.2.- CAMPO DEL ALTERNADOR A ROTOR DE POLOS SALIENTES - TEORIA DE LA DOBLE REACCION DE BLONDEL.- El arrollamiento de los polos inductores producirá una onda de inducción como la que se ve en la figura 2.281 de la página siguiente, que sabemos no es exactamente una senoide. Tomando sólo la primera armónica

$$b_1 = \sqrt{2} B_1 \sin \theta \quad (2.422)$$

le corresponde una onda de fuerza magnetomotriz proporcional, si la máquina tiene el circuito magnético no saturado.

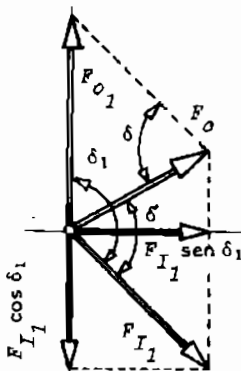


Fig. 2.280

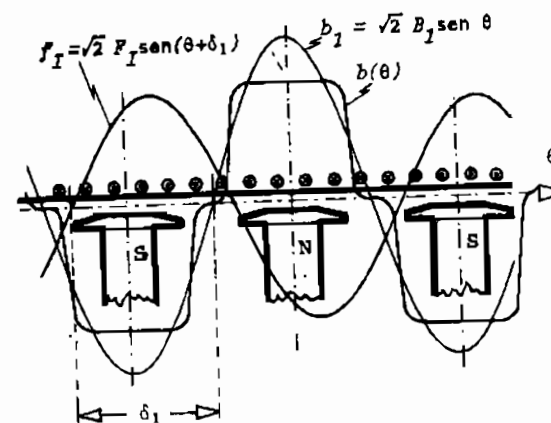


Fig. 2.281

En figura 2.282 podemos apreciar los fasores representativos, incluyendo la corriente de excitación que - a pesar de ser corriente continua - se acostumbra a representarla por medio de un fasor, en razón de que está asociada al rotor que gira y para el estator, es una magnitud variable.

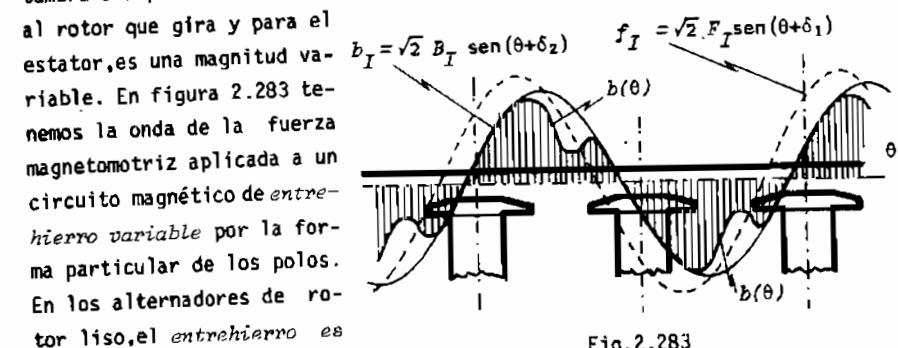


Fig. 2.283

En los alternadores de rotor liso, el entrehierro es constante. Es por esto que, en el caso de los polos salientes, el flujo magnético (o la inducción) no resultan proporcionales a la fuerza magnetomotriz. La curva toma valores altos en la región de entrehierro pequeño y disminuye en las zonas de entrehierro grande. La forma y valores de esta onda, dependen, a su vez, del ángulo δ_1 . Se dice así, que el campo está *distorsionado*. Es posible desarrollar en serie de Fourier la onda de la inducción y determinar la primera armónica, que resultará una curva como la marcada con trazos en la figura citada.

En la práctica, es muy conveniente hacer el estudio de este caso con ayuda de la teoría de la doble reacción de Blondel. En la figura 2.284 de la página siguiente vemos la onda de fuerza magnetomotriz del estator, la que se ha descompuesto en dos ondas sinusoidales, lo que constituye la parte conceptual de este método. La ecuación de la f.m.m. es:

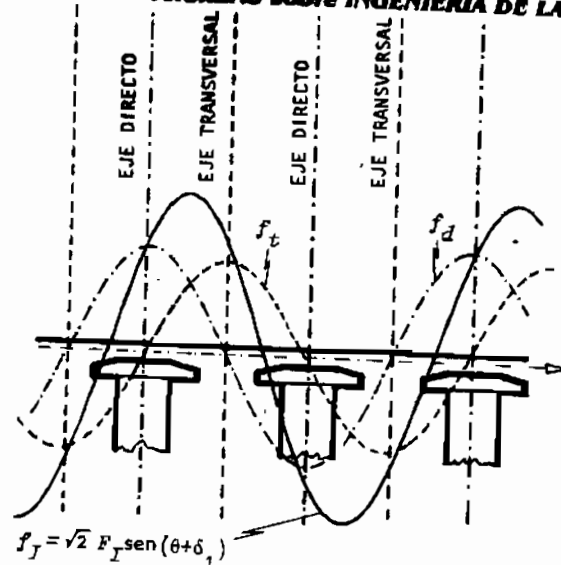


Fig. 2.284

los polos. La segunda componente es la llamada *componente transversal* y su eje coincide con el eje intermedio entre polos. En muchos tratados, a esta última se la llama *componente en cuadratura*. A esta descomposición que terminamos de hacer de las fuerzas magnetomotrices, corresponde una descomposición, acorde con la parte inferior derecha de la figura 2.285 y que se puede expresar así;

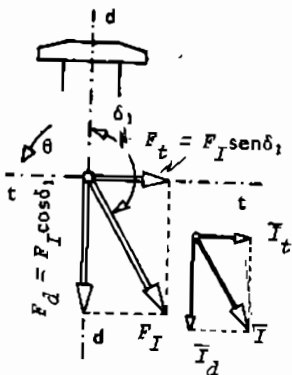


Fig. 2.285

La virtud de este método consiste en que las dos componentes de la reacción del inducido, la directa y la transversal, tienen posición fija con respecto a los polos y sólo la relación f_{I_d}/f_{I_t} depende del ángulo δ_1 .

Fijemos a continuación, dos coeficientes de proporcionalidad entre las fuerzas magnetomotrices y las inducciones correspondientes, a máquina no saturada:

$$k_d = B_{I_{1d}} / F_{I_{1d}} \quad (2.426a)$$

$$k_t = B_{I_{1t}} / F_{I_{1t}} \quad (2.426b)$$

$$f_I = \sqrt{2} F_I \sin(\theta + \delta_1) \quad (2.423)$$

que según la figura es la suma de dos sinusoides de expresión:

$$f_{I_d} = f_I \cos \delta_1 = \sqrt{2} F_I \sin(\theta + \delta_1) \cos \delta_1 \quad (2.424a)$$

$$f_{I_t} = f_I \sin \delta_1 = \sqrt{2} F_I \sin(\theta + \delta_1) \sin \delta_1 \quad (2.424b)$$

La primera componente es la llamada *componente directa* y su eje coincide con el eje de

La relación entre ambas cantidades, es decir, k_t/k_d es igual a la unidad en las máquinas a rotor liso y próxima a 0,7 en las máquinas a polos salientes. Este coeficiente depende de la forma y el largo de la expansión polar. La relación k_t/k_d expresa también la relación entre las permeancias del entrehierro para las ondas de fuerza magnetomotriz pasantes por el eje de un polo y por un eje interpolador.

Como k_d es diferente de k_t , la onda fundamental del flujo (o de la inducción) no está en fase con la onda de la fuerza magnetomotriz del estator. En la figura 2.286 vemos la onda de f.m.m. directa (o inducción) que provoca. Dicha onda de inducción tiene una forma aguda en la zona central, donde el

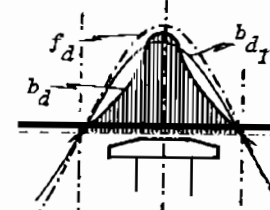


Fig. 2.286

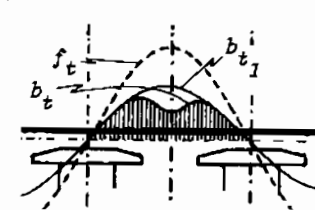


Fig. 2.287

entrehierro es más pequeño y la reluctancia menor. En la figura 2.287 vemos la onda de la f.m.m. transversal y el flujo (o inducción) que provoca. En la zona central, debido a la mayor reluctancia, existe una depresión. En ambas figuras, se dibujó con trazos, la primera armónica de las ondas de la inducción.

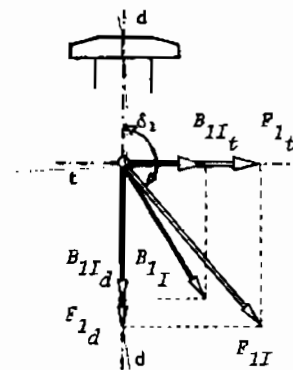


Fig. 2.288

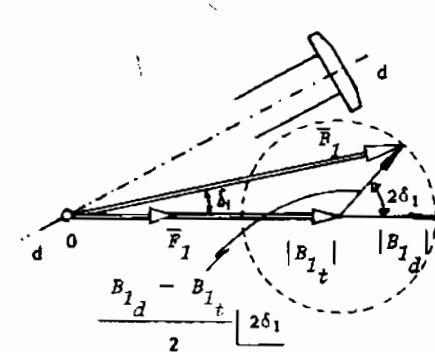


Fig. 2.289

En la figura 2.288 vemos los diagramas de vectores armónicos correspondientes. Estudiemos ahora la ley de variación de B_1 en función del decaje δ_1 de la onda $\bar{F}_1$. $\bar{B}_1$ y $\bar{F}_1$ están en fase para $\delta_1 = 0$ ó $\delta_1 = \pi/2$, es decir, cuando la onda $\bar{F}_1$ está dirigida según un eje de simetría directo, o transversal de la máquina. En primera aproximación, justificada por la expe-

riencia, podemos afirmar que $\bar{B}_1$ varía en forma sinusoidal con argumento doble a δ_1 , es decir:

$$\bar{B}_1 = \frac{B_{1d} + B_{1t}}{2} \left[0^\circ + \frac{B_{1d} - B_{1t}}{2} \right] 2\delta_1 \quad (2.427)$$

El lugar geométrico de $\bar{B}_1$, en función de δ_1 , es una circunferencia, análoga a la de Mohr en Mecánica, que relaciona las deformaciones con las tensiones. El coeficiente de proporcionalidad entre $\bar{B}_1$ y $\bar{B}_1$, causa y efecto, no es un escalar, como en las máquinas a rotor liso.

En definitiva, para determinar el campo de reacción del inducido se descompone la onda de la fuerza magnetomotriz en sus componentes directa y transversal y se determinan los correspondientes flujos del entrehierro de las respectivas componentes (sólo las primeras armónicas).

Para determinar el campo magnético en carga, se utilizan dos métodos, a saber:

a) Si el circuito magnético no está saturado, se determina el campo por superposición. Las ondas fundamentales de la f.m.m. del rotor y estator $\bar{F}_{IO}$, $\bar{F}_{IId}$ y $\bar{F}_{IIt}$ producen ondas de inducción $\bar{B}_{IO}$, $\bar{B}_{IId}$ y $\bar{B}_{IIt}$ el campo resultante:

$$\bar{B}_1 = \bar{B}_{IO} + \bar{B}_{IId} + \bar{B}_{IIt} \quad (2.428)$$

La cantidad $\bar{B}_{IId}$ es generalmente opuesta a $\bar{B}_{IO}$, es decir, desmagnetizante. Ver figura 2.290.

b) Si el circuito magnético está saturado, se determina el campo considerado como resultante de la f.m.m. total sobre el eje directo ($\bar{F}_{IO} + \bar{F}_{IId}$) y la f.m.m. sobre el eje trans-

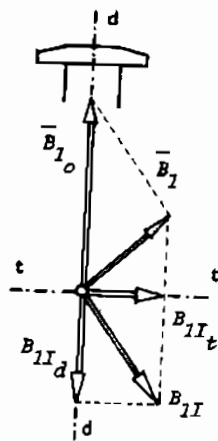


Fig. 2.290

versal $\bar{F}_{IIt}$.

Todo esto implica - como puede apreciarse fácilmente - una aproximación a la realidad, que la experiencia ha demostrado ser suficiente para los fines prácticos. En la figura 2.291 vemos la onda resultante del campo en carga de un alternador a polos salientes.

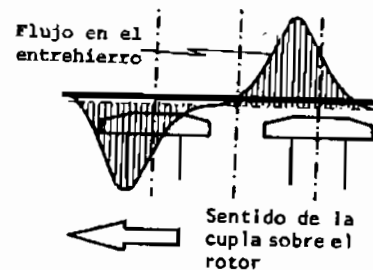


Fig. 2.291

♦ 2.4.17.- CARACTERISTICA A VACIO.- Como en toda máquina, la marcha a vacío implica estar en funcionamiento, pero sin entregar potencia útil a la red. Absorbe solamente la potencia necesaria para cubrir las pérdidas en esa forma de funcionamiento.

El alternador a vacío tiene en su entrehierro solamente el flujo magnético provocado por los polos del rotor excitados por corriente continua. Si designamos con ϕ_1 el flujo magnético del entrehierro por polo, considerando sólo la primera armónica, tendremos:

$$\phi_1 = 2 \sqrt{2} B_{IO} \frac{l r}{p} \quad (2.429)$$

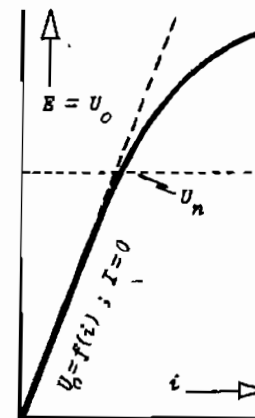


Fig. 2.292

Este flujo induce una fuerza electromotriz que ya hemos estudiado y cuyo valor se establece con la fórmula (2.337). En vacío, la tensión en bornes por fase es igual a la f.e.m. inducida. En consecuencia:

$$U_0 = E \quad (2.430)$$

Esta tensión es proporcional a la velocidad y al flujo. Como la velocidad debe ser constante, para que lo sea la frecuencia, la tensión en bornes está únicamente determinada por el flujo inductor de los polos, o lo que es lo mismo decir, por la corriente de excitación que lo provoca. Por lo tanto, en la figura

2.292 representamos lo que se conoce como *característica a vacío*. Debe advertirse que la tensión representada puede ser la de una fase, o también, la de línea si está en estrella. Mientras el circuito magnético no está saturado, la característica es una recta. Cuando se llega a la saturación, el flujo crece menos rápido que la corriente de excitación y la curva se inclina. A la parte recta se la llama *recta del entrehierro*, a raíz de que representa el comportamiento de ese tramo del circuito magnético, que para esas condiciones, prevalece. La tensión nominal U_n , en general, los proyectistas la fijan ligeramente superior a la saturación, por lo que puede decirse que en máquinas bien diseñadas, los circuitos magnéticos están poco saturados. La función $U_0 = f(i)$ es la que llamamos *característica a vacío* y en la figura hemos señalado $I=0$ para que se vea que la curva se ha obtenido con carga nula, es decir, a vacío.

2.4.18.- FUNCIONAMIENTO DEL ALTERNADOR A ROTOR LISO, CON CIRCUITO

MAGNETICO NO SATURADO.- Trataremos ahora diversos tópicos relacionados con el funcionamiento de un alternador a rotor liso, que alimenta una carga y cuyo circuito magnético no alcanza la saturación.

Debemos advertir muy particularmente, que esta forma de estudio permite llegar a una serie de conclusiones y valores que son de validez general, aceptando razonables criterios de aproximación. Por lo tanto, todo lo que vamos a estudiar debe ser examinado como un importante punto de partida para el conocimiento de la forma de comportarse de los alternadores. Para muchos estudios y para numerosas aplicaciones prácticas, este tratamiento es suficiente.

Posteriormente trataremos el mismo alternador, pero considerando la saturación del circuito magnético. Y luego, el alternador a rotor de polos salientes, con y sin influencia de la saturación. En verdad, serán estudios más rigurosos, pero como terminamos de decir, lo que sigue puede ser suficiente en muchos casos.

♦ 2.4.18.1.- IMPEDANCIA SINCRONICA Y DIAGRAMA VECTORIAL.- Cuando el alternador trabaja en carga, es decir, entrega potencia al circuito externo, circulan corrientes por las bobinas del estator. Estas corrientes originan caídas de tensión de origen ohmico e inductivo, que nos proponemos estudiar y a causa de las cuales la tensión en bornes es diferente de la fuerza electromotriz inducida. Acotamos, a modo de advertencia, que estudiaremos una sola fase, debido a que si la máquina está cargada equilibradamente y no presenta defectos, ese ha de ser el régimen más frecuente. Las otras dos fases, operarán igualmente.

La f.e.m. instantánea inducida en una fase será:

$$e = u + R i \quad (2.431)$$

Reemplazamos a la f.e.m., expresándola en función del flujo total concatenado, concepto que hemos dado en página 27 del tomo I "Circuitos" de esta colección. Sabemos que vale:

$$\Lambda = N \varphi \quad (2.432)$$

Aplicando la anterior y la ley de Farady-Lenz a la (2.431) nos queda:

$$-\frac{d\Lambda}{dt} = u + R i \quad (2.433)$$

donde R es la resistencia efectiva de la fase en tratamiento, que también se denominó resistencia aparente en página 22 del tomo I "Circuitos". El circui-

to magnético admitimos que no está saturado, tiene un flujo totalizado Λ que se compone del flujo totalizado Λ_0 producido por el arrollamiento de los polos inductores, más el flujo totalizado Λ_I producido por las corrientes i que circulan por cada fase del estator, es decir;

$$\Lambda = \Lambda_0 + \Lambda_I \quad (2.434)$$

Evidentemente;

$$-\frac{d\Lambda}{dt} = -\frac{d\Lambda_0}{dt} - \frac{d\Lambda_I}{dt} \quad (2.435)$$

Examinemos la naturaleza de los dos sumandos. El primero es, evidentemente,

$$e_0 = -\frac{d\Lambda_0}{dt} \quad (2.436)$$

El segundo representa a la f.e.m. inducida por el arrollamiento inductor, que es función de la corriente i . Podemos escribir, recordando las fórmulas (1.64), (1.65) y (1.66) de página 27 del tomo I "Circuitos" de esta colección:

$$\Lambda_I = L_s i \quad (2.437)$$

O también:

$$-\frac{d\Lambda_I}{dt} = -L_s \frac{di}{dt} \quad (2.438)$$

donde L_s es la inductancia sincrónica o inductancia cíclica. La ecuación de equilibrio puede escribirse:

$$e_0 = u + R i + L_s \frac{di}{dt} \quad (2.439a)$$

En régimen permanente, tratándose de corrientes de variación sinusoidal, podemos utilizar magnitudes vectoriales, fasores, con sus valores eficaces:

$$\bar{E}_0 = \bar{U} + R \bar{I} + j \omega L_s \bar{I} \quad (2.439b)$$

En esta última vamos a llamar reactancia sincrónica a la cantidad:

$$X_s = \omega L_s \quad (2.440)$$

Agrupando términos:

$$\bar{E}_0 = \bar{U} + (R + j X_s) \bar{I} = \bar{U} + \bar{Z}_s \bar{I} \quad (2.441)$$

En esta última, $\bar{Z}_s$ es la impedancia sincrónica, que vale:

$$\bar{Z}_s = R + jX_s \quad (2.442)$$

La ecuación (2.441) tiene expresión gráfica vectorial en figura 2.293. Pero debido a que en la práctica el valor R es muy inferior al de X_s el dia-

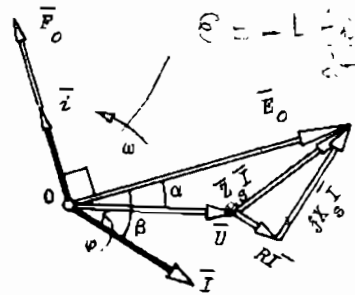


Fig. 2.293

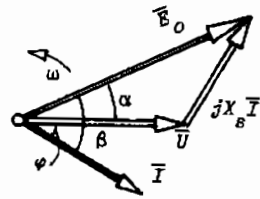


Fig. 2.294

grama vectorial suele verse dibujado como en figura 2.294. El valor $\bar{Z}_s \bar{I} = \Delta U$ representa la caída total interna, que en máquinas corrientes puede tomar valores que oscilan entre el 100% y 200% de la tensión en bornes. En consecuencia, la caída de tensión en los alternadores, considerada como diferencia escalar entre la tensión a vacío y la tensión a plena carga, es un valor importante, que justifica la incorporación de los reguladores de tensión estudiados en el párrafo 2.4.14.-

En figura 2.293 puede notarse que la f.e.m. inducida en una fase, atrasa 90° con respecto a la f.m.m. que se encarga de producirla. A su vez, la f.m.m. está en fase con la corriente de excitación que la produce. Es menester volver a señalar que, la corriente de excitación de los polos $\bar{I}$ se representa como un vector armónico, a pesar de ser una corriente continua, lo que será una aparente contradicción. Pero en estos razonamientos, debe recordarse que el flujo producido por esa corriente continua, gira con el rotor a una velocidad concordante con la frecuencia, por lo que es lícito representarlo como una cantidad variable con relación a las restantes. Por eso, la corriente que lo produce, también. Con relación al rotor, $\bar{I}$ es una cantidad constante. Con relación al estator que lo "ve" pasar, es una cantidad variable. Agreguemos que la f.m.m. es la encargada de producir el flujo magnético que va a inducir la f.e.m., pero no se ha dibujado en figuras 2.293 y 2.294.

♦ 2.4.18.2.- CIRCUITO EQUIVALENTE.- Al igual que los transformadores, los alternadores tienen su circuito equivalente, es decir, un circuito eléctrico de comportamiento análogo a la máquina. Por supuesto, el circuito equivalente se dibuja para una sola fase. Es muy útil en el tratamiento de los circuitos,

Basados en el diagrama fasorial de figura 2.293 podemos idear un circuito que lo represente en forma fiel, como es el de figura 2.295. Es evidente que cada fase tendrá un circuito equivalente igual.

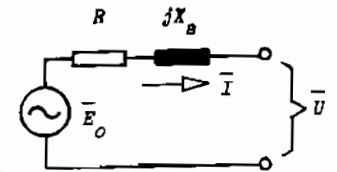


Fig. 2.295

♦ 2.4.18.3.- DECALAJE ENTRE ROTOR Y ESTATOR.- Observando nuevamente los diagramas de vectores armónicos de figuras 2.293 y 2.294, podemos deducir que la f.e.m. inducida marcha 90° atrasada con relación al flujo que la genera y éste en un ángulo $\pi/2 + \alpha$ adelantado con relación a la tensión de fase. Si la máquina pasa a trabajar a vacío, es decir cuando la corriente de carga se anula $\bar{I} = 0$, el decalaje antes comentado se reduce a 90° . Por lo tanto, el ángulo α representa el decalaje del rotor entre la posición que ocupa en la marcha a vacío y la posición que tiene cuando está en carga. En los alternadores, el rotor se *decala en avance* cuando se carga la máquina. Esto quiere decir que si el alternador trabaja a vacío, su fuerza magnetomotriz (o sea, su eje mecánico de polos) marcha 90° adelantada con relación a la tensión en bornes. Pero si se lo carga, el defasaje de la f.m.m. del rotor (eje mecánico de polos) pasa a adelantar un ángulo $90^\circ + \alpha$ respecto a la tensión en bornes, lo que señala que en el transcurso del pasaje de un estado a otro, o sea durante el régimen transitorio, el eje mecánico del rotor adelantó un ángulo α sin dejar por ello de girar. Idéntico fenómeno se registra si el alternador, *trabajando con factor de potencia constante* ($\varphi = \text{constante}$) pasa de un estado de carga caracterizado por un *ángulo interno* α_1 , a otro caracterizado por α_2 . El rotor habrá variado su *posición relativa* un ángulo de valor

$$\Delta \alpha = \alpha_2 - \alpha_1 \quad (2.443)$$

En síntesis: el ángulo interno α sirve también para conocer el *decalaje mecánico* entre la rueda polar y el campo rotante.

♦ 2.4.18.4.- DETERMINACION DE LA IMPEDANCIA SINCRONICA.- La impedancia sincrónica que hemos visto, es la *impedancia interior por fase*, conforme los conceptos explicados en el párrafo 1.1.4.2.- del libro I "Circuitos", y permite trazar el diagrama vectorial del alternador a rotor liso con circuito magnético no saturado según figura 2.293.

Este valor es importante y se lo puede determinar en forma experimental conociendo la *característica a vacío* y la *característica en corto circuito*, que vemos reunidas en la figura 2.296. La característica a vacío se puede obte-

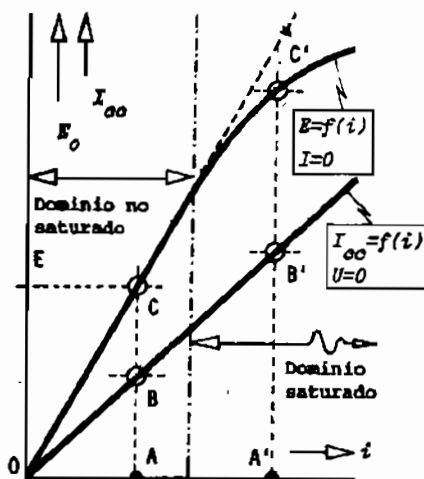


Fig. 2.296

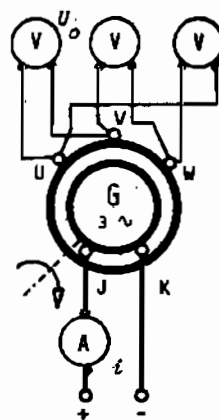


Fig. 2.297

ner por medio de un ensayo simple, con esquema de conexiones conforme la figura 2.297. El alternador es impulsado a la velocidad de sincronismo por medio de la máquina de impulso. Para ello, hay que actuar sobre el sistema regulador de la misma. Logrado esto, por medio del sistema de excitación se ajusta la corriente de excitación i controlada con un amperímetro. Comenzando por un valor nulo, se incrementa la corriente de excitación y con tres voltímetros se controla y mide la tensión de fase. Regularmente, los tres aparatos indican lo mismo. La tensión de fase, si el alternador está en estrella, será la de línea dividida por $\sqrt{3}$. Con los pares de valores i y U_o , se puede trazar la curva $E = f(i)$ de figura 2.296 con $I = 0$.

Para obtener la característica en corto circuito, se usa el conexionado indicado en figura 2.298. Los tres terminales se conectan en forma directa, en cortocircuito, por medio de tres resistencias de valor prácticamente nulo, como son los amperímetros. Aumentando la corriente de excitación i en forma cuidadosa desde valor nulo, se lleva la corriente de estator hasta un valor máximo que no comprometa a la máquina y que puede ser el nominal. Por la forma particular de estar conectado el alternador, el diagrama de vectores es el de figura 2.299. La tensión vale cero ($U=0$). Por lo tanto:

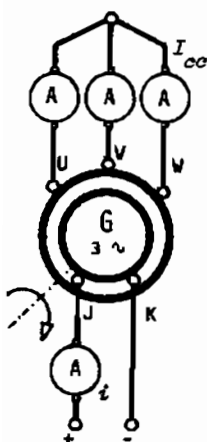


Fig. 2.298

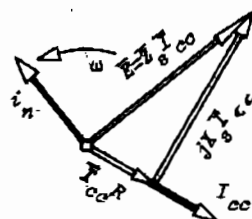


Fig. 2.299

$$\bar{E} = \bar{Z}_s \bar{I}_{oo} \quad (2.444)$$

Como en general se cumple que $X_s \gg R$, nos queda:

$$\bar{E} = j X_s \bar{I}_{oo} \quad (2.445)$$

La corriente de corto circuito $\bar{I}_{oo}$ queda prácticamente defasada 90° de la f.e.m. $\bar{E}$ que la produce y casi en oposición con la excitación i . Debido a que la corriente nominal en el estator se logra con una corriente i de excitación bastante inferior a la que corresponde a la marcha normal, el flujo con que trabaja la máquina es de valor reducido y de carácter "desmagnetizante". La corriente de corto circuito es proporcional a E , lo que es lo mismo decir, a i . La característica de corto circuito es una recta en la parte que se puede realizar. En figura 2.296 levantamos una vertical por el punto A que corresponde a una dada corriente de excitación i y en las intersecciones B y C determinamos los valores de E y de I_{oo} que corresponden a esa excitación. Por lo tanto, será cierto que:

$$Z_s = \frac{E}{I_{oo}} = \frac{AC \times \text{escala Volt/mm}}{AB \times \text{escala Ampere/mm}} \quad (2.446)$$

Si separadamente - por ejemplo, con uno de los métodos de Medidas Eléctricas - se ha medido la resistencia ohmica de una fase del estator, tenemos:

$$X_s = \omega L = \sqrt{Z_s^2 - R^2} \quad (2.447)$$

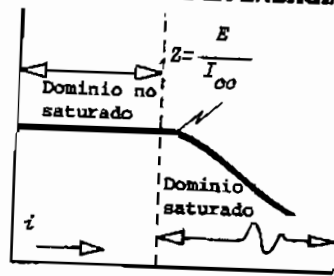
Por la aproximación antes citada de $X_s \gg R$ sale:

$$Z_s \simeq \omega L = \frac{E}{I_{oo}} \quad (2.448)$$

Este método de análisis del alternador a rotor liso se debe a Behn-Eschenburg y se lo emplea limitadamente. Como vemos se funda en la determinación de la impedancia sincrónica por vía experimental y posterior cálculo de la magnitud que interese con ayuda del diagrama vectorial antes visto. Este método se emplea preferentemente para estudios cualitativos, o cuando la aproximación requerida no es mucha. La reactancia sincrónica determinada por este camino no es exacta. El valor de la (2.446) no es el mismo que el presentado por la máquina en condiciones reales de carga, debido a la saturación del circuito magnético. La f.e.m. de esa fórmula está originada por el flujo en vacío, mientras que en carga, además de ese flujo existe el creado por el inducido. La superposición de ambos cambia el estado magnético y la f.e.m. generada no es igual a la utilizada en este método. En la figura 2.300 vemos la verdadera representación del valor de la impedancia sincrónica y podemos afirmar que los valores en la zona o dominio saturado, no son enteramente

de confiar.

Fig.2.300



♦ 2.4.18.5.- VALOR PORCENTUAL DE LA IMPEDANCIA SINCRONICA.- Cuando se hace el análisis de los grandes y medianos sistemas eléctricos de potencia, los alternadores intervienen con sus impedancias interiores, junto con las impedancias de las líneas, los transformadores y los reactores. Para esos cálculos, conviene usar la *impedancia sincrónica porcentual* o *impedancia por unidad (PU)*, que responde a la siguiente definición:

$$(Z_s)\% = \frac{Z_s I_n}{U_n} 100 \quad (2.449)$$

siendo :

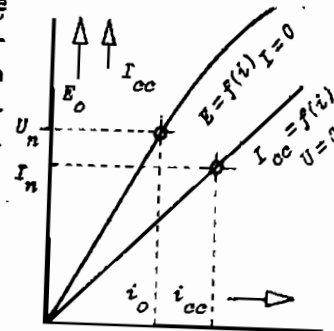
- $(Z_s)\%$ = impedancia del alternador expresada en "por ciento"
- Z_s = impedancia sincrónica del alternador, en (Ω)
- I_n = intensidad nominal, en (A)
- U_n = tensión nominal, en (V)

Este número se encuentra en manuales de la especialidad, para las máquinas corrientes. Oscila entre el 10% y 200% y sirve para valorizar la caída interna del alternador, por fase. Los valores de tensión y de intensidad, se deben entender por fase.

2.4.18.6.- RELACION DE CORTO CIRCUITO.- Lo estudiado anteriormente nos sirve para definir otra magnitud de interés. Se trata de la *relación de corto circuito*, que vincula la corriente de excitación a vacío, con la corriente de corto circuito necesaria para lograr la corriente nominal en las fases del estator, o sea:

$$R_{cc} = \frac{i_0}{i_{cc}} \quad (2.450)$$

Fig.2.301



Es un valor bastante próximo a la inversa de la impedancia sincrónica, y resulta un valor útil para el dimensionado de la máquina. Suele valer entre 0,5 y 1,0. En general, la relación de corto circuito está en cierta relación con el volumen de la máquina. La figura 2.301 ayuda a comprender este punto.

♦ 2.4.19.- FUNCIONAMIENTO DEL ALTERNADOR A ROTOR LISO, CON CIRCUITO

MAGNETICO SATURADO.- En el párrafo anterior hemos visto que la impedancia sincrónica varía conforme el estado magnético de la máquina. Nos proponemos ahora tener en cuenta ese efecto.

♦ 2.4.19.1.- ECUACIONES Y DIAGRAMA VECTORIAL.- Según hemos visto en el párrafo 2.4.16.-, en el entrehierro debemos considerar un flujo compuesto por la superposición del flujo producido por el rotor que gira y el flujo del estator que es recorrido por corrientes. Este flujo puede ser considerado a su vez, como compuesto por:

- Flujo del entrehierro, resultante de las ff. mm. mm. del estator y del rotor, y que llamaremos *flujo útil*.
- Flujo no concadenado por los conductores de la fase en su totalidad, y que llamaremos *flujo disperso* o *dispersión*, de concepto análogo al visto en ocasión de estudiar los transformadores.

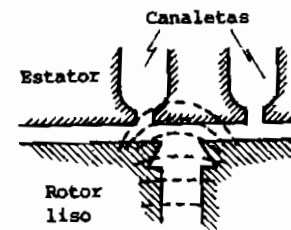


Fig.2.302

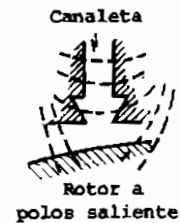


Fig.2.303

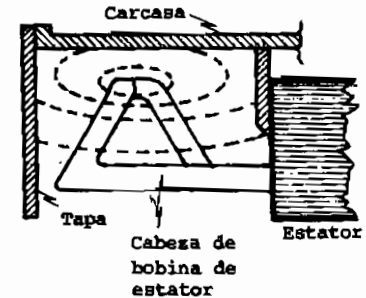


Fig.2.304

En figura 2.302 mostramos el croquis de un trozo de entrehierro de un alternador a rotor liso y apreciamos que una cierta cantidad de líneas de flujo no logran atravesar el entrehierro y se cierran por las inmediaciones, según la distribución de las tensiones magnéticas y las reluctancias. Estas líneas no concadenan más que una sola parte de la máquina, es decir, o sólo el estator, o sólo el rotor. En la figura 2.303 mostramos lo mismo, pero para un alternador a polos salientes y en la figura 2.304 mostramos las líneas de dispersión de las cabezas de bobinas del estator. El general, el flujo disperso se sitúa en:

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

- Canaletas, tanto del rotor como del estator.
- Dientes
- Entredientes
- Alrededores de las cabezas de bobinas

El flujo disperso representa una parte despreciable del flujo útil, o por lo menos de los arrollamientos, donde la permeabilidad ocasiona una fuerte caída magnética. Tratándose de corrientes alternas (o con efectos análogos, por provocar campos que se mueven) estos flujos producen una caída de tensión expresable por medio de:

$$e_d = -L_d \frac{di}{dt} \quad (2.451)$$

Y en forma simbólica es:

$$\bar{E}_d = -j \omega L_d \bar{I} = -j X_d \bar{I} \quad (2.452)$$

donde:

$$L_d = \text{inductancia de dispersión}$$

$$X_d = \omega L_d = \text{reactancia de dispersión}$$

El flujo disperso representa en general una parte despreciable, o por lo menos no importante, ya que su valor está comprendido entre el 5 % y el 20 % del flujo útil, y la caída de tensión originada es un valor del mismo orden. El flujo de dispersión no interviene en los fenómenos de conversión de energía. Solamente provoca una fuerza contraelectromotriz inducida. Por otra parte, el flujo disperso ocasiona corrientes parásitas inducidas en la parte del hierro que atraviesa y en la parte de cobre de los arrollamientos a los que llega, lo que globalmente se conoce como *pérdidas adicionales*, que ya señalamos en el capítulo 2.1.10.-

El valor de la reactancia de dispersión depende de la forma de ejecución de los bobinados, de las ranuras y del entrehierro. Las reactancias de dispersión, que en régimen permanente juegan un papel poco importante, tienen gran relevancia en los fenómenos transitorios.

Así como en la expresión (2.434) dividimos al flujo totalizado en los componentes del entrehierro, ahora procederemos a dividirlo en *flujo útil* y *flujo disperso*;

$$\Lambda = \Lambda_u + L_d i \quad (2.453)$$

siendo L_d la inductancia de dispersión. Por lo tanto, la ecuación de la tensión pasa a ser en este caso:

$$- \frac{d\Lambda_u}{dt} = u + R i + L_d \frac{di}{dt} \quad (2.454)$$

siendo Λ_u el flujo útil, y los restantes elementos, los de costumbre. La fuerza electromotriz inducida por el flujo del entrehierro es:

$$e_c = - \frac{d\Lambda_u}{dt} \quad (2.455)$$

La fuerza electromotriz inducida en carga e_c será:

$$\bar{E}_c = \bar{U} + R \bar{I} + j \omega L_d \bar{I} \quad (2.456)$$

que es la producida por el flujo del entrehierro o flujo en carga.

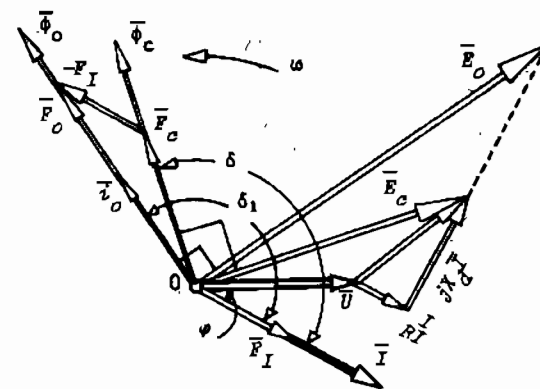


Fig. 2.305

La reactancia de dispersión es de valor inferior a la reactancia sincrónica, y podemos estimarla en un 20 % de la misma.

El diagrama vectorial que se obtiene introduciendo la reactancia de dispersión, es en el que se aprecia en figura 2.305. A la f.m.m. $\bar{F}_0$ producida por la corriente de excitación $\bar{i}_0$ debe restársele la f.m.m. $\bar{F}_I$, originada por la reacción

del inducido, para obtener la fuerza magnetomotriz en carga $\bar{F}_c$, la que origina a su vez la fuerza electromotriz en carga $\bar{E}_c$. Esta f.e.m. no es función lineal de la f.m.m., a causa de la saturación del circuito magnético. De acuerdo a lo conocido, se puede saber que;

$$\bar{E}_c = -j \omega k_n \bar{\Phi}_c \quad (2.457)$$

donde k_n es el número eficaz de espiras en serie por fase. El flujo eficaz está 90° adelantado a la f.e.m. que le corresponde y en base a la (2.452):

$$\bar{E}_c = \bar{U} + R \bar{I} + j X_d \bar{I} \quad (2.458)$$

Nos proponemos ahora dibujar la corriente de excitación necesaria en carga, y el defasaje del rotor con respecto a la posición en vacío, para el alternador

en carga. Recordemos que el ángulo entre el flujo a vacío $\vec{\phi}_0$ y la corriente de una fase del estator $\vec{I}$ señalado con δ_1 en el diagrama de vectores de la figura 2.305, es el mismo que el de igual letra visto en parágrafo 2.4.16, y representa también el desplazamiento angular entre la onda del flujo rotante del inductor y la onda del flujo rotante del inducido. A su vez, el ángulo δ es el distanciamiento angular entre el flujo en carga, o sea el flujo resultante en el entrehierro que en diagrama vectorial marcamos con $\vec{\phi}_c$ y el flujo producido por las corrientes de carga en el inducido o estator. Conocido el valor de $|\vec{E}_c|$ (módulo) y la característica a vacío de la máquina, se puede hallar la corriente de excitación del rotor $|\vec{i}_c|$ (módulo) necesaria para producirla y conociendo el número de espiras del circuito de excitación del rotor, se llega a la f.m.m. $|\vec{F}_c|$ (módulo) con el cual se puede dibujar el vector $\vec{F}_c$, ya que su posición queda fijada conociendo la de $\vec{E}_c$, y recordando que entre ambas hay 90° . De igual manera, conociendo la corriente del estator $\vec{I}$, se puede deducir la f.m.m. $\vec{F}_I$ y establecer:

$$\vec{F}_c = \vec{F}_0 + \vec{F}_I \quad (2.459)$$

También es permitido escribir:

$$\vec{i}_c = \vec{i}_0 - k_e \vec{I} \quad (2.460)$$

Donde:

- $\vec{i}_0$ = corriente de excitación, a vacío
- $\vec{i}_c$ = corriente de excitación, para producir la f.e.m. en carga
- $\vec{I}$ = corriente de carga en una fase del estator
- k_e = coeficiente de equivalencia entre las corrientes del rotor y del estator

Con ayuda de estas suposiciones, es posible trazar el diagrama de corrientes en vez del de fuerzas magnetomotrices, combinado con el de las fuerzas electromotrices y las tensiones, como se ve en figura 2.306. La dirección del vector $\vec{i}_0$ corresponde a la dirección de la f.m.m. del rotor y determina la posición relativa

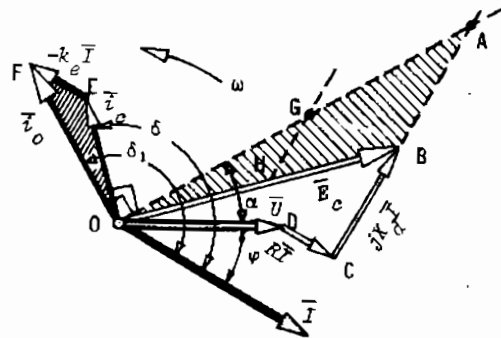


Fig.2.306

del eje rotórico. El ángulo δ es ángulo de la cupla de que se habló en la fórmula (2.17). El ángulo α es el decalaje entre la posición de la f.e.m. o tensión a vacío y la tensión en carga y representa el desplazamiento angular entre la posición relativa de la marcha a vacío y la de carga. Refiriéndonos a la figura 2.306 vemos que el triángulo OAB es semejante al de intensidades OFE. Haciéndolo girar a este último 90° hacia atrás, tenemos:

$$\vec{OG} = \vec{i}_0 \quad \vec{GH} = k_e \vec{I} \quad (2.461)$$

Si la máquina no trabaja saturada, $\vec{OB} = \vec{E}_c$ y $\vec{OH} = \vec{i}_c$ serán proporcionales y $\vec{OG} = \vec{i}_0$ corresponderá a $\vec{OA} = \vec{E}_0$. De igual manera $\vec{CA}$ será proporcional a la corriente $\vec{I}$ y podemos escribir:

$$\vec{BA} = j \omega k_e \vec{I} \quad (2.462)$$

El diagrama vectorial $\vec{OA} = \vec{OB} + \vec{BC} + \vec{CA}$ se identificará con el diagrama de tensiones de una máquina no saturada y

$$\vec{CA} = j \omega (L_d + k_e) \vec{I} \quad (2.463)$$

Es decir, la inductancia sincrónica antes vista en parágrafo 2.4.18.1.- es;

$$L_s = L_d + k_e \quad (2.464)$$

Esto significa que la inductancia sincrónica es la combinación de la inductancia por dispersión, y de la inductancia correspondiente al flujo producido por la reacción del inducido y que atraviesa el entrehierro. Ambos componentes se pueden determinar, sea para una máquina en proyecto conociendo las dimensiones y los materiales, sea para una máquina construida haciendo los ensayos que veremos más adelante.

♦ 2.4.19.2.- CARACTERISTICA EN CORTO CIRCUITO. Remitiéndonos nuevamente al esquema de conexiones de la figura 2.298, estudiemos para ese estado particular de funcionamiento, la ecuación (2.458);

$$\vec{E}_c = (R + j \omega L_d) \vec{I}_{cc} \sim j X_d \vec{I} \quad (2.465)$$

La aproximación se debe a que, como sabemos, la resistencia de una fase es siempre suficientemente menor que la reactancia sincrónica, lo que también se cumple para la reactancia de dispersión. En consecuencia, el flujo magnético del entrehierro que se encarga de producir la f.e.m. $\vec{E}_c$ se ve totalmente equilibrada por el flujo que produce la dispersión, o flujo disperso.

Para este estado particular de funcionamiento, el flujo totalizado es nulo.

Las líneas que atraviesan el entrehierro son iguales y contrarias a las líneas del flujo disperso. Agreguemos que esta forma de marcha no es la normal como es fácil de deducir, sino una forma de marcha que se utiliza para determinar ciertas características, o ciertos parámetros. Se trata de una forma de

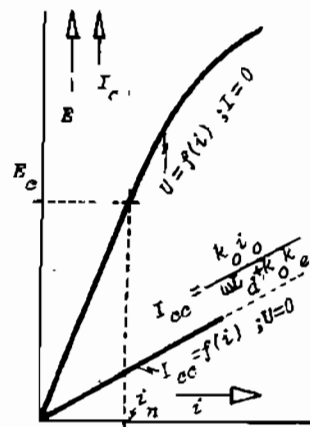


Fig. 2.307

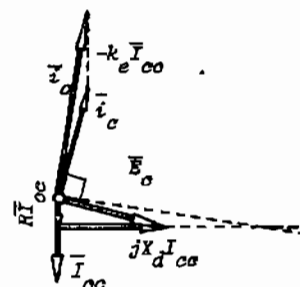


Fig. 2.308

de ensayo, y la corriente de corto circuito se ajusta para que sea la nominal;

$$|\bar{I}_{cc}| = |\bar{I}_n| \quad (\text{módulos}) \quad (2.466)$$

Para esta forma tan particular de funcionamiento, según lo que terminamos de decir, el flujo puesto en juego en el circuito magnético es de valor reducido y no alcanza a saturarlo. Si dibujamos el diagrama de vectores armónicos en figura 2.308 veremos que, aproximadamente, se puede escribir;

$$i_o = i_c + k_e I_{cc} \quad (2.467)$$

Nótese que es una expresión algebraica y no vectorial como la (2.460). La corriente i_o es proporcional a la f.e.m. E_o debido a que el material no está saturado, como ilustramos en figura 2.307, y llamando k_o a la pendiente de la característica a vacío en el tramo (no saturado), tenemos:

$$E_o = k_o i_o \quad (2.468)$$

Por reemplazo en la (2.465) nos sale finalmente:

$$I_{cc} = \frac{k_o i_o}{L_d + k_o k_e} \quad (2.469)$$

La característica en corto circuito ilustrada en la figura 2.307 es una recta, mientras que la corriente I_{cc} no origina saturación en las líneas del flujo disperso.

• 2.4.19.3.- CARACTERISTICA A CORRIENTE REACTIVA.- Se trata, como la característica en corto circuito, de una forma particular de funcionamiento, raras veces vista en marcha normal y que se provoca en laboratorio para poder medir ciertos parámetros. La característica a corriente reactiva, también llamada a corriente de watada o a factor de potencia nulo, es la representación gráfica de la tensión en bornes en función de la corriente de excitación, con la máquina cargada con un consumo inductivo puro. En primera aproximación, esta curva se puede deducir de la característica a vacío, por medio de una simple traslación. En esta forma de trabajo, la máquina no produce potencia activa. Del diagrama vectorial de figura 2.309 podemos deducir:

$$\bar{U} = \bar{E}_o - j \omega L_d \bar{I} \quad (2.470)$$

$$i_o = i_c + k_e I \quad (2.471)$$

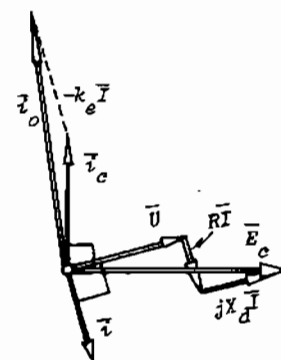


Fig. 2.309

Observando la figura 2.310 vemos que el punto A corresponde a un punto de la característica a vacío, obtenido con una corriente de excitación igual a la que produce la f.e.m. y que proporciona una tensión en bornes;

$$U_o = E_o \quad (2.472)$$

Al colocar la carga totalmente inductiva, se produce una nueva caída de ten-

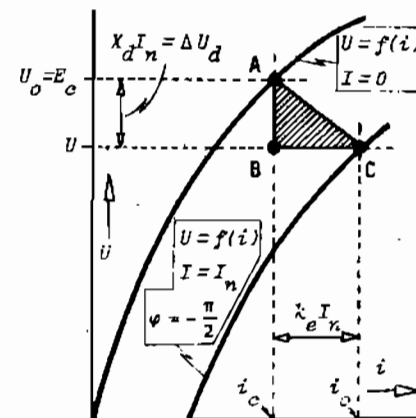


Fig. 2.310

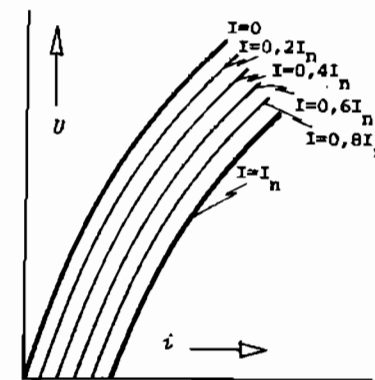


Fig. 2.311

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

sión que expresamos por:

$$\Delta U_d = X_d I_n = \omega L_d I_n \quad (2.473)$$

como es fácil deducir si despreciamos la resistencia ohmica frente a la reactancia de la dispersión, y el punto A se traslada a la posición B. Pero la aparición de corriente de carga, para el caso se toma igual a la nominal, $I = I_n$, origina una reacción de inducido que se manifiesta como corriente de excitación equivalente $k_e I_n$, que adicionamos a la corriente de excitación original, con lo que el punto B se traslada a la posición C. Todo equivale a que el punto A se traslade a C.

La curva de corriente reactiva se puede obtener - punto por punto - en la forma que terminamos de describir, para una determinada corriente de carga. Podríamos proceder de igual forma y obtener otras curvas para distintos valores de corriente y obtener una familia de curvas como ilustramos en la figura 2.311. El triángulo que en la figura 2.310 hemos rayado se lo conoce como el *Triángulo de Potier*, en homenaje al investigador francés que lo propuso y estudió estos fenómenos.

♦ 2.4.19.4.- DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LA REACTANCIA DE DISPERSION Y DEL COEFICIENTE DE EQUIVALENCIA:-

Para poder operar con los diagramas vectoriales, cosa que en la práctica es frecuente para determinar la caída de tensión, debemos conocer la reactancia de dispersión y el coeficiente de equivalencia entre las corrientes del rotor y del estator. Con ambos valores es posible trazar el triángulo de Potier. Para lograr ese fin, debemos obtener por vía experimental, o analítica, algunas de las dos siguientes:

- Característica a vacío y una característica a corriente reactiva.
- Característica a vacío, característica en corto circuito, y un solo punto de la característica en corto circuito, a corriente reactiva.

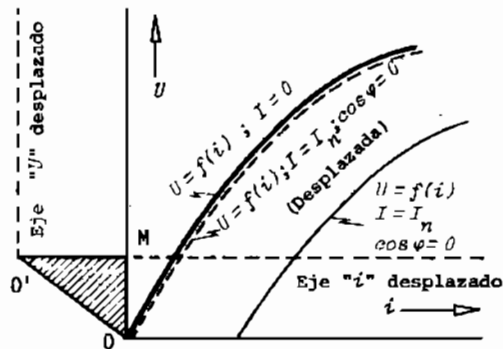


Fig. 2.312

Si adoptamos el primer procedimiento, por vía experimental obtenemos las dos características, las que dibujamos en la figura 2.312 conjuntamente. Luego, provistos de un papel transparente dibujamos sobre este último, la característica a corriente inductiva y la trasladamos hasta superponerla con la de vacío. Nos

encontramos así que los ejes aparecen desplazados como se ve en la referida figura. Con el origen de coordenadas original y el trasladado, disponemos del triángulo de Potier, y procedemos a calcular:

$$X_d = \frac{\Delta U_d}{I_n} = \frac{\overline{OM} \times \text{Escala}}{I_n} \quad (2.474)$$

$$k_e = \frac{k_e I_n}{I_n} = \frac{\overline{O'M} \times \text{Escala}}{I_n} \quad (2.475)$$

✓ Si en vez adoptamos el segundo procedimiento, debemos referirnos a la figura 2.313, que se ha dibujado para ensayos con la corriente nominal. Para la intensidad nominal de corriente del estator, de la característica en corto circuito obtenemos la corriente de excitación necesaria, que marcamos con la letra C en el eje de excitaciones. Este punto es, sin lugar a dudas, un punto de la característica a corriente totalmente inductiva, debido a que el estado de funcionamiento en corto circuito significa hacer trabajar la máquina con una carga que es su propia impedancia,

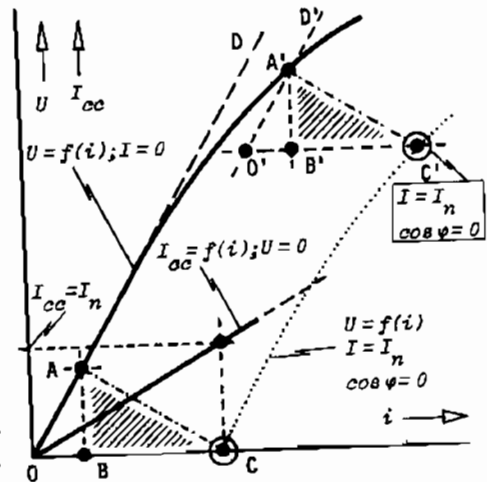


Fig. 2.313

que debido a su baja resistencia ohmica, cumple esa condición con suficiente aproximación. Tenemos así dos puntos de la característica a corriente reactiva: uno por el artificio que terminamos de relatar y otro señalado con C y obtenido directamente cargando la máquina con una carga suficientemente inductiva como para considerarla pura y midiendo la corriente estatórica, la tensión en bornes y la corriente de excitación. Con trazos punteados se dibujó la característica completa, que de ese modo no necesitamos obtener. Tomamos ahora un punto A' de la característica a vacío en la zona de las tensiones de funcionamiento normal de la máquina, y por él hacemos pasar una recta $\overline{O'D'}$ paralela a la tangente de la curva de vacío $\overline{OD}$. Con la distancia $\overline{AD}$ conocida, determinamos el punto O' y con él, reproducimos el triángulo A'O'C', con su altura A'B'. Hemos dibujado el triángulo de Potier y como en el método anterior, obtenemos:

$$x_d = \frac{\Delta U_d}{I_n} = \frac{\bar{A}'\bar{B}' \times Escala}{I_n} \quad (2.476)$$

$$k_e = \frac{\bar{B}'\bar{C}' \times Escala}{I_n} \quad (2.477)$$

El método de Potier permite entonces conocer la reactancia de dispersión y el coeficiente de relación entre corrientes, mediante ensayos de laboratorio de ejecución posible, o cálculos analíticos factibles si la máquina se encuentra bajo proyecto. Este método se aplica, como se aprecia, a los alternadores de rotor liso con circuito magnético saturado. No obstante, puede aplicarse a los alternadores a rotor de polos salientes, si la precisión requerida no es mucha.

♦ 2.4.20.- **FUNCIONAMIENTO DEL ALTERNADOR A POLOS SALIENTES CON CIRCUITO MAGNETICO NO SATURADO.- METODO DE BLONDEL.-** Si bien todo lo visto para el alternador a rotor liso, puede ser aplicable al de polos salientes, es mucho mejor estudiar un análisis que tenga en cuenta la desigualdad que se introduce en el circuito magnético por la forma particular de los polos, para lo cual tenemos que ayudarnos con la teoría de la doble reacción de Blondel, que ya tratamos en parágrafo 2.4.16.2.-

♦ 2.4.20.1.- **ECUACIONES Y DIAGRAMA VECTORIAL.-** La fórmula (2.433) puede escribirse en forma de vectores como sigue:

$$-j\omega \bar{\Lambda} = \bar{U} + R\bar{I} \quad (2.478)$$

El primer miembro de esta última expresión es la f.e.m. inducida por el flujo totalizado que atraviesa el conjunto de espiras en serie de cada fase y que puede considerarse como compuesta por:

a) F.e.m. inducida por el arrollamiento inductor:

$$\bar{E}_e = -j\omega k_n \frac{\bar{\phi}_c}{\sqrt{2}} \quad (2.479)$$

El valor k_n es, como antes, el número de espiras eficaces en serie, en cada fase y $\bar{\phi}_c$ el flujo inductor de un polo, valor máximo de la primera armónica.

b) F.e.m. inducida por la componente $\bar{I}_{di}$ directa de la corriente del estator.

c) F.e.m. inducida por la componente transversal $\bar{I}_t$ transversal de la corriente del estator.

En virtud de que el circuito magnético no se encuentra saturado, los flujos producidos por las componentes de la corriente del estator son proporcionales a sus respectivas corrientes, y podemos poner:

$$\bar{E}_d = -j\omega L_{di} \bar{I}_{di} \quad (2.480)$$

$$\bar{E}_t = -j\omega L_t \bar{I}_t \quad (2.481)$$

donde:

L_{di} = inductancia sincrónica directa

L_t = inductancia sincrónica transversal

El valor L_{di} es algo mayor que el L_t en razón de que la permeabilidad según el eje directo es mayor que según el eje transversal. Por lo tanto, la ecuación general de la tensión es:

$$\bar{E}_o = \bar{U} + R\bar{I} + j\omega L_t \bar{I}_t + j\omega L_{di} \bar{I}_{di} \quad (2.482)$$

El diagrama vectorial se puede construir según lo indica la figura 2.314, para una fase, como es habitual, pero considerando la corriente total con sus componentes:

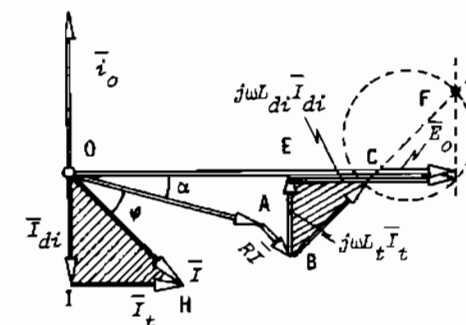


Fig. 2.314

Para trazar el diagrama vectorial de la figura 2.314 debemos comenzar por la tensión, la intensidad y el desfase y además la dirección de los ejes directo y transversal, en que se descompone la corriente. Con estos elementos, trazamos el vector tensión $\bar{U}$ y a continuación la caída ohmica $R\bar{I}$. Luego el vector $j\omega L_t \bar{I}_t$ con lo que se llega al punto E. A partir de él, el vector $j\omega L_{di} \bar{I}_{di}$ con lo que se alcanza el punto G. Con esto queda determinada la f.e.m. $\bar{E}_o$. Entrando a la característica a vacío, se obtiene la corriente de excitación necesaria i_o . Pero toda esta construcción implica el conocimiento de la dirección $\bar{O}\bar{G}$, cosa que en la práctica no se tiene. Por esto, se procede de la siguiente manera.

Si la máquina tuviese la misma inductancia según los dos ejes, el extremo de

G se encontraría en el punto C y el triángulo BEC resultaría semejante al OHI, y en consecuencia:

$$\overline{BC} = j \omega L_t \overline{I} \quad (2.484)$$

Por lo tanto, C es un punto del eje $\overline{OG}$ y está determinado por el vector $j \omega L_t \overline{I}$. Por lo tanto, a partir del punto B se traza el vector indicado por la (2.484) y su extremo determina el punto C, que con el punto O determinan la dirección desconocida y se puede así descomponer el vector de la corriente $\overline{I}$, en sus dos componentes $\overline{I}_t$ e $\overline{I}_{di}$. Con estas últimas, se completa fácilmente el diagrama, en donde el ángulo α es el decalaje entre la posición del rotor a vacío y la posición en carga. Es evidente, por simple observación del diagrama, que la componente directa es desmagnetizante para la posición dibujada de la corriente y la tensión, pero puede ser magnetizante, si la corriente total adelanta un ángulo suficiente de la tensión. Queremos decir que, la componente $\overline{I}_{di}$ está en oposición a $\overline{i}_o$ en la figura, pero que si $\overline{I}$ estuviese muy adelantada respecto de $\overline{U}$ (carga muy capacitiva), esa componente de corriente sería de dirección concordante con $\overline{i}_o$. Si prolongamos la recta $\overline{BC}$ hasta interceptar a la normal a $\overline{OC}$ trazada por G, determinamos el punto F, tal que:

$$\overline{BF} = j \omega L_{di} \overline{I} \quad (2.485)$$

Si el alternador funciona a corriente constante, pero φ variable, los vectores $\overline{BC}$ y $\overline{BF}$ conservan módulo constante y el lugar geométrico de G es un círculo, como se ve en la figura 2.314.

♦ 2.4.20.2.- DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LAS REACTANCIAS. - Para poder aplicar los razonamientos del párrafo anterior es menester conocer $X_t = \omega L_t$ y $X_{di} = \omega L_{di}$, debido a que con ellos y la resistencia de una fase, juntamente con la característica a vacío, se puede construir el diagrama vectorial. La reactancia sincrónica directa X_{di} puede ser determinada con ayuda de las características a vacío y en corto circuito. De la (2.482) obtenemos, para la marcha en corto circuito:

$$\overline{U} = 0 \rightarrow \overline{E}_o = R \overline{I} + j \omega L_t \overline{I}_t + j \omega L_{di} \overline{I}_{di} \quad (2.486)$$

Como la resistencia R es pequeña frente a las dos reactancias, la corriente está prácticamente a 90° respecto a la f.e.m. $\overline{E}$. La caída ohmica es despreciable y la reacción transversal es también pequeña, por lo que podemos decir:

$$\overline{E}_o = j \omega L_{di} \overline{I}_{di} \quad (\overline{I}_{di} \sim \overline{I}_{oc}) \quad (2.487)$$

Trabajando en la parte no saturada de la característica a vacío, la f.e.m. $\overline{E}_o$ es proporcional a la excitación $\overline{i}_o$, por lo que la característica en corto circuito es una recta. Sobre todos estos razonamientos, podemos determinar la reactancia con idéntico procedimiento al descrito para el alternador a rotor liso no saturado, usando la fórmula (2.444).

Resta por saber el valor de la reactancia transversal X_t , que no es tan fácil de averiguar y el porcentaje de error en sus determinaciones es mayor. En este caso se emplea el método experimental conocido como *método del rebalamiento*. Consiste en alimentar el estator con tensión reducida para no saturar la máquina y además no provocar una cupla apreciable. Hacemos girar el rotor con el circuito de excitación abierto, a una velocidad vecina a la sincrónica, es decir, con un *rebalamiento reducido*. Se logra así que el rotor marche a una velocidad algo distinta al campo rotante que produce el estator, alimentado a tensión reducida. Por esta causa, el campo rotante del estator pasa alternativamente por frente a los polos y por frente a los espacios vacíos entre polos, es decir, pasa por el eje directo y por el eje transversal. Cuando pasa por frente al eje directo la corriente está limitada por la impedancia $R + j \omega L_{di} \sim j \omega L_{di}$. Si obtenemos la representación gráfica de

de la tensión y la corriente en el estator (por fase) nos resultan las representaciones de la figura 2.315. La corriente pasará por un mínimo cuando el campo rotante enfrenta al eje directo y será máxima cuando pasa por el espacio entre dos polos, es decir, cuando enfrenta al eje transversal. evidentemente, como hemos dicho, se tiene:

$$L_{di} > L_t \quad (2.488)$$

Se puede deducir:

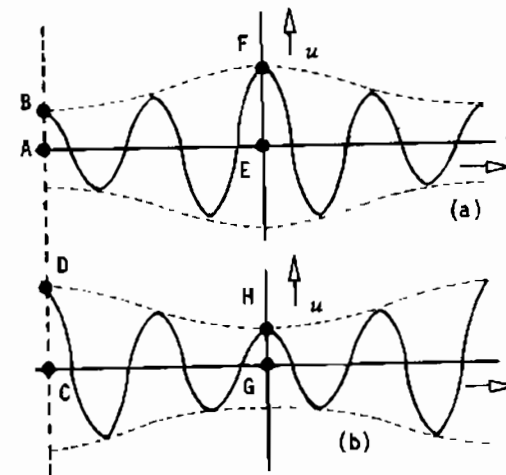


Fig. 2.315

$$\omega L_{di} = \frac{EF \times Escala}{GH \times Escala} \quad (2.489)$$

$$\omega L_t = \frac{AB \times Escala}{CD \times Escala} \quad (2.490)$$

Este ensayo se suele hacer con máquinas de baja potencia. Con las mayores

Si suponemos a la máquina no saturada, podemos superponer el diagrama en diagrama de la figura 2.316 al de la figura 2.314, y también admitir:

$$(BF = BG + FG) \rightarrow L_t = L_d + k_t \quad (2.501)$$

Y de igual manera:

$$L_{di} = L_d + k_{di} \quad (2.502)$$

En estas últimas k_{di} es el coeficiente de reacción directa y los valores k_t y k_{di} están entre sí relacionados por una cifra que depende de la forma de los polos salientes, por lo regular, del orden de 0,7.

Para construir este diagrama en la forma que hemos descrito, es necesario conocer, por vía de cálculo, o por métodos experimentales (según que la máquina se esté proyectando o esté construida), los valores de ωL_d , ωk_t y k_e . Los valores de ωL_d y k_e se calculan en laboratorio por el método de Potier, ya que en vacío, en corto circuito y con carga inductiva pura, el campo de reacción transversal es nulo y no tiene influencia. El coeficiente de reacción transversal ωk_t o también $\omega (L_d + k_t) = \omega L_t$ se hace por el método del resbalamiento, debido a que la saturación no ejerce efecto apreciable sobre el campo transversal. Para máquinas grandes, este coeficiente no se mide sino que se calcula.

♦ 2.4.22.- CARACTERISTICAS EXTERIORES DE LOS ALTERNADORES FUNCIONANDO EN

FORMA AISLADA.- Cuando un alternador funciona alimentando una

carga, sin que existan otros trabajando en paralelo con él, su análisis es extremadamente simple. Ya hemos visto en el párrafo 2.4.14.- que los alternadores están provistos de reguladores de tensión, que actúan sobre la excitación a fin de obtener un comportamiento de la tensión lo más independiente posible del estado de carga. Por lo tanto, el estudio de las características de funcionamiento es muy limitado si la máquina está provista de este dispositivo. Sin embargo debe hacerse, precisamente para proyectar los reguladores. Pasaremos entonces revista a todos los aspectos de interés.

La velocidad debe ser rigurosamente constante para que se cumpla la (2.319), y la frecuencia también lo sea. Esto se logra con los reguladores de velocidad de que está provista la máquina de impulso y por lo tanto, la velocidad es un elemento fijo. La tensión en bornes es mantenida constante, dentro de la gama normal de marcha, por medio del regulador de tensión, siendo también un parámetro fijo. La corriente entregada y el factor de potencia están determinados por la naturaleza de la carga conectada, siendo independientes del

alternador. La corriente de excitación es comandada por el regulador de tensión y escapa a nuestro análisis. Por lo tanto, la máquina con regulador de tensión y de velocidad tiene un funcionamiento estable y simple. Pero pese a ello, es importante analizar el funcionamiento sin regulador de tensión, para sacar conclusiones. Estudiaremos las características externas. En la figura 2.317 tenemos el diagrama vectorial simplificado, que considera la reactancia sincrónica constante y despreciable la resistencia ohmica del bobinado del estator. Vemos expresada la fórmula:

$$\bar{E}_o = \bar{U} + j\omega L_s \bar{I} \quad (2.503)$$

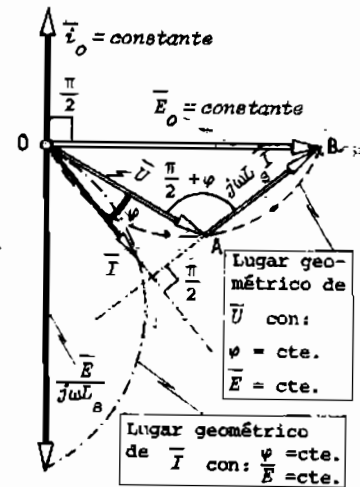


Fig. 2.317

Para una corriente de excitación constante, la f.e.m. $\bar{E}_o$ lo es también y constituye el segmento $\bar{OB}$ del diagrama. Cuando la carga varía con φ constante, el punto A recorre una circunferencia hecha con $\bar{OB}$ como cuerda que sustenta el ángulo $\pi/2 + \varphi$. El lugar geométrico de $\bar{I}$ es a su vez una circunferencia de cuerda $\bar{E}_o / j\omega L_s$, sustentada por el mismo ángulo que en el caso anterior. Veamos la figura 2.318.

Punto por punto se puede deducir la característica $U(I)$ para i_o constante, que con las hipótesis simplificativas adoptadas, resultan arcos de elipse. A vacío tenemos $I = 0$ y $U_o = E_o$. Y en corto circuito $U = 0$ y $I_{cc} = E_o / X_s$. Los casos límites se obtienen con cargas netamente inductivas o capacitivas, que son rectas. Entre ambos casos límites tenemos la curva de

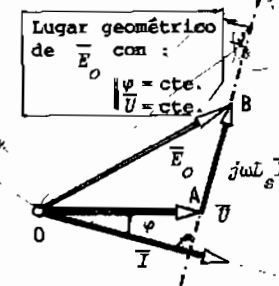


Fig. 2.319

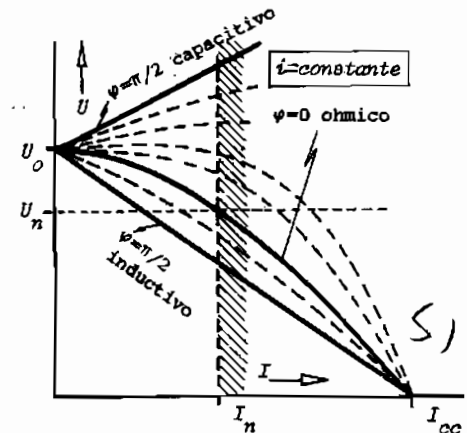
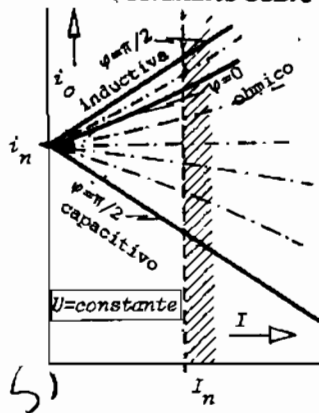


Fig. 2.318

carga ohmica. Nótese muy particularmente que para ciertas cargas capacitivas, la tensión en bornes puede aumentar con la carga. La misma figura señala el valor de la corriente nominal I_n . A la derecha de ese valor, se está trabajando con sobrecarga.



Para concluir este estudio, observemos la figura 2.319 que representa el diagrama vectorial simplificado. Si mantenemos constantes la tensión en bornes $\bar{U}$ y el factor de potencia de la carga $\cos \varphi$, al aumentar la corriente $\bar{I}$ debemos aumentar la excitación i_0 . Sin mayor explicación, podemos deducir las curvas de $i(I)$ para $U = \text{constante}$, que vemos en figura 2.320.

Fig. 2.320

♦ 2.4.23.- MARCHA DE ALTERNADORES EN PARALELO.- Los alternadores funcionan en forma aislada, cuando las cargas que alimentan son de poca importancia, y ellos mismos son de potencia reducida. Pero lo más común es que varios alternadores trabajen en paralelo en los grandes sistemas eléctricos de potencia interconectados. En una central generadora de energía eléctrica, lo normal es que todos los alternadores estén en paralelo entre ellos y, a su vez, la central misma esté conectada a otras centrales en paralelo.

Por estas razones es muy importante conocer el método para la puesta en paralelo de dos generadores así como de dos centrales. El razonamiento que se haga para dos unidades, es fácilmente extensible a más de dos alternadores o más de dos centrales.

Para iniciar el tratamiento del asunto, debemos advertir que en la mayor parte de las centrales modernas, los alternadores no van directamente conectados a la red (salvo que sean muy pequeños), sino que lo hacen a través de transformadores elevadores de acoplamiento. Esto se debe a que la tensión de generación, la del alternador mismo, no es siempre la más conveniente para las redes o los sistemas de distribución. La tensión más conveniente para lograr optimizar el proyecto de un alternador, no es la mejor para su empleo en las

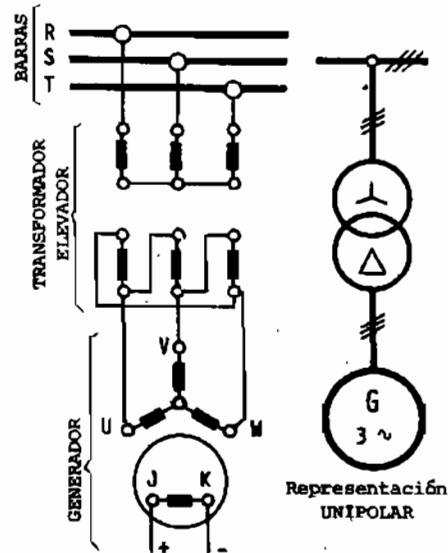


Fig. 2.321

redes de energía, que tienen sus exigencias propias. Por esto, la figura 2.321 representa la conexión clásica, con un alternador trifásico en estrella, conectado a un transformador elevador de tensión, con primario en triángulo y secundario en estrella. A la derecha, la representación unipolar. Para estudiar el paralelo, conviene comenzar por ver dos alternadores monofásicos, como ilustramos en figura 2.322. A la izquierda de la figura está el esquema eléctrico

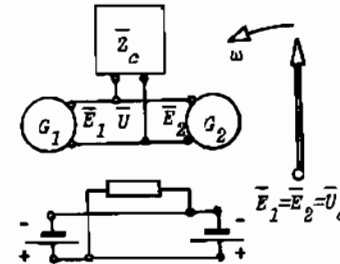


Fig. 2.322

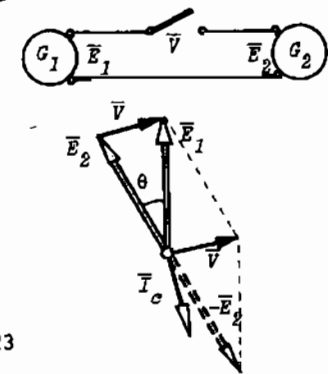


Fig. 2.323

de la conexión, abajo la semejanza con dos pilas en paralelo y a la derecha el diagrama de los vectores. En estos estudios hay tres magnitudes que interesan y que son:

- la tensión que genera la máquina que llamaremos N°1, $\bar{E}_1$
- la tensión que genera la máquina que llamaremos N°2, $\bar{E}_2$
- la tensión en la carga común a ambas, $\bar{U}_c$

En figura 2.322 los tres vectores están totalmente superpuestos, ya que son exactamente iguales cuando el sistema está en paralelo en marcha normal. Admitido que las tensiones de las dos máquinas son iguales antes de efectuar la operación de la puesta en paralelo, en valor absoluto, es decir,

$$|E_1| = |E_2| = |E| \quad (2.504)$$

la tensión generada en cada una será:

$$\text{Máquina N°1} \quad e_1 = \sqrt{2} E \cos 2\pi f_1 t \quad (2.505a)$$

$$\text{Máquina N°2} \quad e_2 = \sqrt{2} E \cos 2\pi f_2 t \quad (2.505b)$$

Viendo ahora la figura 2.323 apreciamos que la conexión en paralelo se hará cuando cerremos el interruptor. Antes de cerrar el interruptor, entre los terminales del interruptor que hará el acoplamiento se tendrá una diferencia de potencial, que será la diferencia de las tensiones en los dos generadores. Esto indica que, si las máquinas todavía están sin carga, esas tensiones a vacío serán iguales a las fuerzas electromotrices y por ello adoptamos la notación

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

de las ff. ee. mm. en vez de las tensiones. En la parte de abajo de la figura 2.323 vemos el dibujo de los vectores. Recordando la ley de Kirchhoff para el circuito cerrado formado por los dos generadores, la diferencia de las ff. ee. mm. presentes en la única malla ha de ser:

$$v = e_1 - e_2 = \sqrt{2} E (\cos 2\pi f_1 t - \cos 2\pi f_2 t) \quad (2.506)$$

En la parte inferior de figura 2.323 también apreciamos que la f.e.m. $\bar{E}_2$ (o la tensión, si se prefiere) marcha θ grados adelantada a la f.e.m. $\bar{E}_1$.

Restando una de otra se obtiene el valor $\bar{V}$ representativo de la tensión en bornes del interruptor que hará el paralelo. Si en esas condiciones cerramos dicho aparato de maniobra, la tensión $\bar{V}$ resultará aplicada a la malla y dará origen a una corriente de circulación $\bar{I}_C$. Este fenómeno es inadmissible, y ya lo tratamos en punto 1.1.6.1.- del libro I "Circuitos" de esta obra. La corriente de circulación se establecerá entre máquinas, con independencia de la carga y sólo producirá pérdidas. Por lo tanto, la operación de puesta en paralelo sólo debe hacerse cuando los dos vectores $\bar{E}_1$ y $\bar{E}_2$ están superpuestos, es decir, que $\bar{V} = 0$.

Toda la operación que habremos de explicar para los alternadores trifásicos se circunscribe a la operación de cierre del interruptor de paralelo en el momento oportuno, en que los vectores de las ff. ee. mm. de las dos máquinas se encuentran en fase y sus módulos son iguales, vale decir, la tensión $\bar{V}$ de cada fase, resulta nula.

Previamente y para una mejor interpretación de la maniobra, estudiaremos brevemente la naturaleza de la tensión v de la (2.506) en su valor instantáneo. Para ello transformamos esa ecuación, con ayuda de conocidas relaciones trigonométricas, admitiendo igualdad de módulos:

$$v = e_1 - e_2 = -2\sqrt{2} E \sin 2\pi \frac{f_1 + f_2}{2} t \cdot \sin 2\pi \frac{f_1 - f_2}{2} \quad (2.507)$$

Al valor de la semisuma de las frecuencias lo llamamos *frecuencia fundamental*, y por tratarse en la práctica de magnitudes muy próximas, podemos aceptar que es igual a la frecuencia de cualquiera de las dos máquinas, o sea:

$$f_o = \frac{f_1 + f_2}{2} \sim f \quad (2.508)$$

A la semidiferencia de frecuencias la llamamos *frecuencia de batido* y vale:

$$f_b = \frac{f_1 - f_2}{2} \quad (2.509)$$

Por reemplazo en la (2.507) nos queda:

$$v = -2\sqrt{2} E \sin 2\pi f_o t \sin 2\pi f_b t \quad (2.510)$$

En la figura 2.324 apreciamos un diagrama de las dos ondas y abajo la resultante. La tensión en los terminales del interruptor de cierre es una magni-

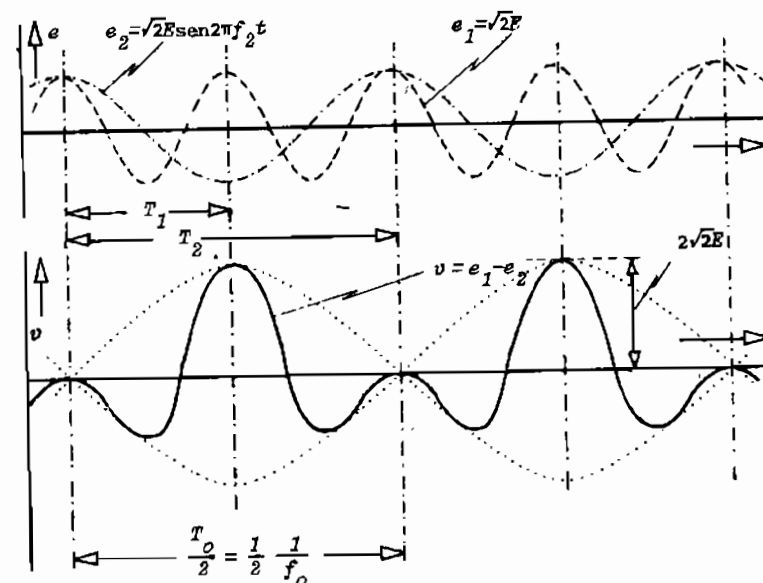


Fig. 2.324

tud que vibra con una frecuencia de batido relativamente baja.

Pasemos ahora a tratar la maniobra de puesta en paralelo de un alternador trifásico con la red, para lo cual nos valdremos del esquema de figura 2.325. En ese dibujo tenemos el alternador que se desea acoplar a la red, siendo esta última otros alternadores suficientemente grandes como para suponer que su potencia es teóricamente infinita, es decir, el alternador que entrará en paralelo, no ejercerá influencia sobre ellos. Es el caso muy frecuente de un alternador que entra en paralelo sobre un sistema eléctrico de potencia muy importante. El interruptor de acoplamiento es el aparato que permite el enlace con la red y actuará en forma manual accionado por la voluntad de una persona o en forma automática, accionado por un *sincronizador automático*. La excitación proviene de un sistema de excitación adecuado y la corriente continua para esa finalidad de valor i se controlará con un amperímetro. Una máquina motriz de impulso hará girar el alternador a la velocidad deseada, con un taquímetro que permitirá controlar el valor de N . Sobre los terminales del alternador que entrará en paralelo hay un frecuencímetro que mide la fre-

cuencia f , y un voltímetro que mide la tensión U_1 . Sobre el lado de la red, otro voltímetro mide la tensión de la misma U_2 . A la derecha de la figura tenemos un juego de tres lámparas, que llamamos *lámparas de sincronización*. En unidades de poca potencia, esas lámparas son suficientes para lograr la operación de paralelo, pero en las unidades de importancia, la maniobra se hace con un *dispositivo de sincronización*, que consiste en un sistema adecuado que, verificadas las condiciones deseadas, acciona por sí mismo, el interruptor de acoplamiento.

El estudio lo haremos con las tres lámparas, dado que los dispositivos de sincronización, al actuar, lo hacen sobre la base de lo que se estudia para las lámparas. Conociendo la maniobra con las lámparas, se está en condiciones de interpretar los diferentes mecanismos de sincronización.

Comenzamos por observar que las lámparas tienen sus terminales conectados a cada fase del alternador que "entra en paralelo" y de la red en servicio, que son también los terminales del interruptor que hará la maniobra. Por eso, las lámparas están sometidas a las tensiones de la fórmula (2.510), fase a fase. Las oscilaciones de la frecuencia fundamental de la red, f_0 , no serán percibidas, como ocurre con cualquier lámpara incandescente sometida a frecuencia industrial. Pero las oscilaciones de la frecuencia de batido, f_b , serán registradas por las lámparas a través de su brillo, ya que son lentas.

Para apreciar mejor los fenómenos, dibujemos en la figura 2.326 las dos ternas de tensiones, una del alternador "que entra en paralelo" y otra de la red a la cual se habrá de conectar. Como la máquina N°1, que supongamos responde a la tensión de ecuación (2.505), su pulsación será $\omega_1 = 2\pi f_1$ que en otra escala

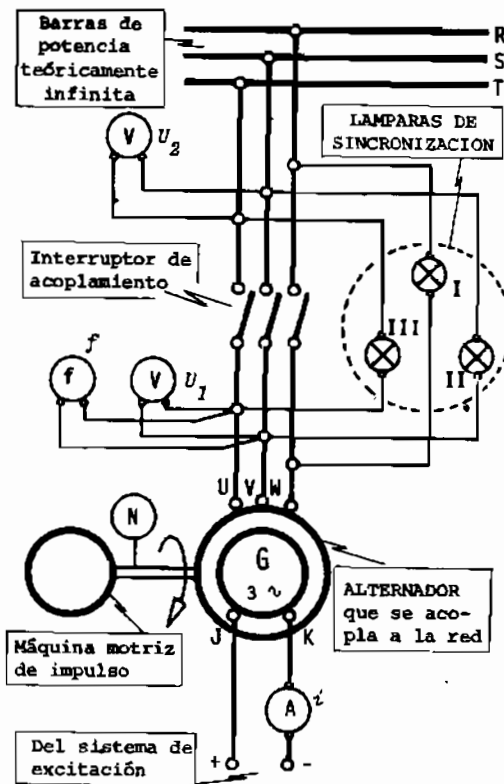


Fig. 2.325

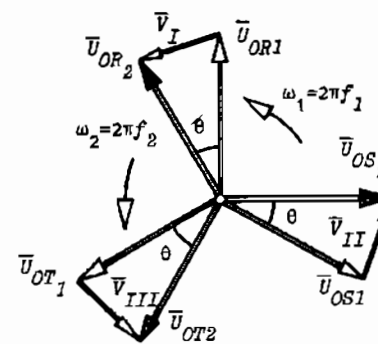


Fig. 2.326

una con la otra. Por eso, el dibujo de figura 2.326 es el caso general, antes de hacer la maniobra de puesta en paralelo. Los vectores $\bar{V}_I$, $\bar{V}_{II}$ y $\bar{V}_{III}$ representan las "diferencias de potencial" entre terminales del interruptor de acoplamiento, por ser precisamente las diferencias de las tensiones de las fases. Por lo tanto, esos tres vectores representarán asimismo las tensiones aplicadas a las tres lámparas.

Para poder accionar el interruptor de acoplamiento, hay que esperar que las dos ternas queden superpuestas y sean exactamente iguales. De lo contrario, existirá una corriente de circulación que antes hemos citado, y que no es favorable. Si el ángulo de decalaje entre las dos ternas θ no es nulo, y si las pulsaciones ω_1 y ω_2 no son exactamente iguales, no se puede efectuar la maniobra. Pero hay más. Las velocidades de las dos máquinas pueden ser rigurosamente iguales, es decir, $\omega_1 = \omega_2$ pero ocurrir que $\theta \neq 0$, con lo cual las dos ternas giran conjuntamente a la misma velocidad, sin posibilidad de que se superpongan. Por ello, debe ajustarse ligeramente la velocidad de la máquina "que entra", para lograr una ligera diferencia de velocidad entre ambas y dar lugar al "encuentro" de las dos ternas, para que en ese momento, las tres tensiones $\bar{V}_I$, $\bar{V}_{II}$ y $\bar{V}_{III}$ sean nulas y nos señalen por medio de la luminosidad de las lámparas, que es el momento oportuno para cerrar el interruptor de acoplamiento.

La posibilidad de acoplamiento está entonces supeditada a la posibilidad material de hacer la operación en el breve tiempo en que las dos ternas están superpuestas, o por lo menos, prácticamente superpuestas. Para ello, la diferencia entre las dos pulsaciones ω_1 y ω_2 debe ser poca, vale decir, la frecuencia de batido debe ser baja.

Agrupando ideas, la operación de puesta en paralelo significa las siguientes maniobras:

1.- IGUAL SECUENCIA DE LAS DOS TERNAS

Esto se verifica por medio de las lámparas, ya que si las tres no se encienden y apagan al mismo tiempo, las secuencias son incorrectas. Enseguida explicaremos esto.

2.- IGUAL MODULO DE LA TENSION EN LAS TRES FASES

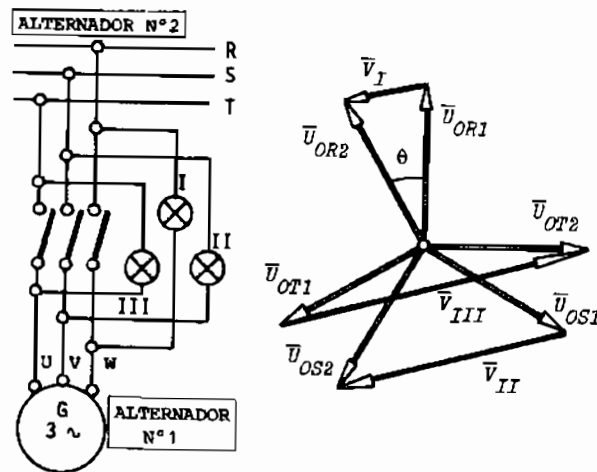
Esto se logra regulando la tensión en la máquina "que entra" por medio de la corriente de excitación i_f , actuando sobre el sistema de excitación. Se verifica con el voltímetro que mide U_1 cuya indicación resulta igual a la del voltímetro que mide U_2 .

3.- IGUAL FRECUENCIA

Esto se logra actuando sobre el regulador de velocidad de la máquina "que entra". Esta condición está implícita en la anterior y es válida después de la puesta en paralelo. Se verá más adelante, que esta condición se cumple automáticamente (dentro de ciertos límites) por medio de la llamada "cupla sincronizante". Al decir igual frecuencia para el momento de hacer la operación del paralelo, deseamos decir que deben ser lo suficientemente próximas como para que la frecuencia de batido permita hacer la maniobra. Una vez producido el "enganche", las dos frecuencias deben ser forzosamente iguales.

4.- IGUAL FASE PARA LAS TRES TENSIONES DE FASE

Esto se logra acelerando la máquina "que entra" (o desacelerándola) en forma de dar lugar a que las dos ternas se superpongan. Se debe accionar el regulador de la máquina de impulso, en forma de aumentar (o disminuir) N_2 , lo que se verifica con el brillo de las lámparas. En el momento en que las tres lámparas están totalmente apagadas, se procede a cerrar el interruptor de acoplamiento.



En la figura 2.327 tenemos otra vez la instalación anterior, pero nótese que hemos variado la secuencia de la terna del alternador N°2. Si ocurre esto, aunque las dos ternas se superpongan, las tres tensiones aplicadas a las tres lámparas, nunca pueden ser nulas al mismo tiempo. Esto nos

Fig.2.327

indica que la secuencia de las ternas está equivocada. La corrección se hace fácilmente, permutando dos cualesquiera de los conductores de uno de los alternadores. Con ello, se cambia la secuencia.

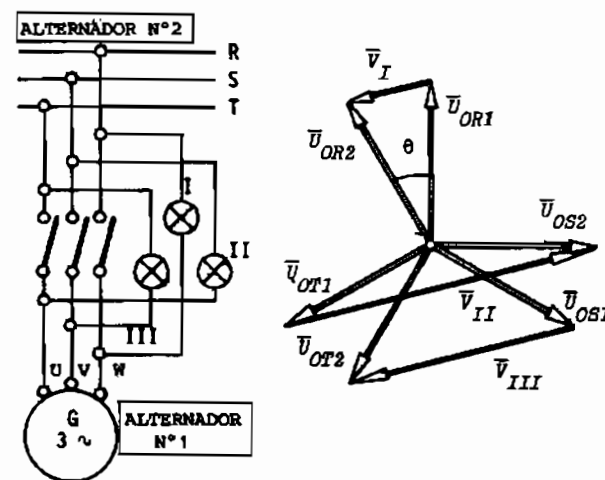


Fig.2.328

El método que terminamos de explicar, se llama "método a lámparas apagadas" porque la maniobra de cierre del interruptor, se hace cuando las lámparas están sin brillo. Pero es muy frecuente, el método a "lámparas encendidas" y para explicarlo, recurrimos a la figura 2.328. Se hace notar que la lámpara I está conectada igual que en el caso anterior, pero las II y III tienen las conexiones cruzadas. Con ello, las tensiones aplicadas a estas lámparas, son los vectores indicados en la parte derecha de la figura 2.328. Cuando las dos ternas sean exactamente iguales y estén perfectamente superpuestas, la lámpara I quedará apagada, mientras que las II y III quedarán a igual brillo. Si una terna gira más rápido que la otra, los máximos brillos de las lámparas se suceden cíclicamente. El momento exacto de hacer la maniobra del paralelo, es cuando la lámpara I está en su momento de falta de tensión. Pero como el ojo humano percibe mejor las diferencias de brillo que los valores absolutos, es preferible mirar lámparas II y III y operar cuando muestran igual brillo. Por esto, muchos equipos de paralelo, no traen la lámpara I, y tienen la II y III en la forma indicada. Por otra parte, si se trata de lámparas incandescentes, dejan de brillar bastante antes de que la tensión aplicada sea nula, por lo que inducen a error y es preferible el segundo método, es decir, "a lámparas encendidas".

En la actualidad se fabrican "sincronoscopios" que permiten hacer la operación en forma automática. La alimentación de dichos aparatos se debe hacer con tensión reducida (110 Volt), por lo que se los conecta a transformadores de tensión, de relación adecuada.

♦ 2.4.24.- ALTERNADOR A ROTOR LISO TRABAJANDO EN PARALELO.- Los alternadores funcionan en paralelo entre ellos en las centrales y las centrales mismas en paralelo entre ellas en los grandes sistemas interconectados. Por estas razones, es importante estudiar el comportamiento de estas máquinas cuando actúan conectadas a una red cuya potencia es mucho mayor que la de ella y que por esta causa la vamos a considerar como de potencia infinita. Con esto se está suponiendo que la intervención del alternador en el sistema interconectado no perturba las condiciones de la red, cualquiera sea la maniobra que ejecutemos. El resultado de esta hipótesis es que la tensión en bornes es constante, no sólo en amplitud, sino también en fase. Además, en el estudio que nos proponemos abordar, la velocidad será rigurosamente constante y la resistencia

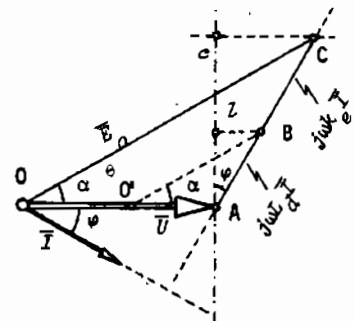


Fig. 2.329

de los bobinados del estator, completamente nulas debido a que las reactancias son suficientemente grandes para poderlas considerar así. El estudio se hará a corriente de excitación constante. Se puede hacer a flujo inductor constante. Esto último sería un poco más ajustado a la realidad, debido a que los reguladores de tensión que vimos en párrafo 2.4.14.- y de los cuales está provisto todo alternador, reaccionan rápidamente en caso de variación de la carga, pero la extensión de este estudio escapa a

las pretensiones de este texto.

En figura 2.329 dibujamos el diagrama vectorial con las simplificaciones apuntadas más arriba, que recordemos se representa por medio de la ecuación:

$$\vec{E}_0 = \vec{U} + j \omega L_g \vec{I} \quad (2.511)$$

La potencia activa de una fase, suministrada por la máquina a red es;

$$P = U I \cos \varphi \quad (2.512)$$

Esta potencia puede ser representada por la ordenada del punto B o del punto C, en virtud de:

$$\overline{AI} = AB \cos \varphi = \omega L_d I \cos \varphi = \frac{\omega L_d}{U} U I \cos \varphi \quad (2.513)$$

$$\overline{AI} = AC \cos \varphi = \omega L_g I \cos \varphi = \frac{\omega L_g}{U} U I \cos \varphi \quad (2.514)$$

A su vez, las proyecciones de esos mismos puntos sobre el eje de la tensión, pueden representar la potencia reactiva por fase, a saber:

$$\overline{BI} = \omega L_d I \sin \varphi = \frac{\omega L_d}{U} U I \sin \varphi \quad (2.515)$$

$$\overline{CI} = \omega L_g I \sin \varphi = \frac{\omega L_g}{U} U I \sin \varphi \quad (2.516)$$

Es decir:

$$Q = U I \sin \varphi \quad (2.517)$$

En consecuencia, la potencia aparente se determina con los segmentos $\overline{AB}$ o $\overline{AC}$. Por la geometría del dibujo se puede afirmar que:

$$\frac{\overline{O'A}}{\overline{OA}} = \frac{\omega L_d}{\omega L_g} = \frac{\overline{O'B}}{\overline{OC}} \quad (2.518)$$

O también:

$$\overline{O'B} = \overline{OC} \frac{\omega L_d}{\omega L_g} = \overline{E}_0 \frac{\omega L_d}{\omega L_g} \quad (2.519)$$

Por lo dicho, elegiremos el punto B como el representativo del estado de funcionamiento. Su posición en el plano, nos dirá es estado de carga de la máquina.

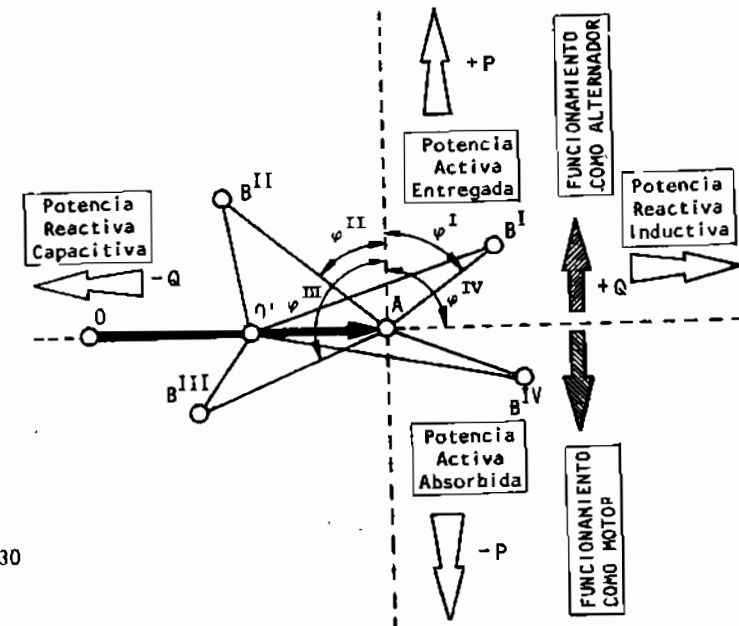


Fig. 2.330

o también:

$$\overline{A\bar{I}} = \frac{\omega L_d}{U} \cdot \frac{P}{3} = \frac{\omega L_d}{U} \frac{C N_B}{3} \quad (2.522)$$

Siendo P la potencia total activa, $P/3$ es la potencia de una fase, C es la cupla en el eje y N_B la velocidad sincrónica.

Supongamos que continuamos nuestro proceso de incrementar la acción motriz, y el punto B sigue elevándose hasta llegar a B_{max} , posición a la que corresponde $\alpha = \pi/2$. Ese punto corresponde, en consecuencia, a la máxima potencia activa que puede suministrar el alternador en régimen estable. Si insistimos y aumentamos la cupla aplicada sobre el eje, el rotor se decala un ángulo de $\alpha > \pi/2$, la potencia activa disminuye, también la cupla antagónica, la acción frenante del alternador disminuye y la máquina motriz forzosamente se acelera merced a una cupla aceleratriz:

$$C_a = C_m - C_{ant} \quad (2.523)$$

siendo C_m la cupla del motor primario de impulso, C_{ant} la cupla antagónica o resistente que ofrece el alternador y C_a la aceleratriz. El sistema tiende a embalsarse con velocidad superior a la sincrónica, forma anormal de funcionamiento que hace intervenir las protecciones de sobrevelocidad y la máquina sale de servicio.

El ángulo α no debe pasar de 90° y esa condición representa el *límite de estabilidad estática con corriente inductora constante*. El límite de estabilidad comentado, puede manifestarse por medio de la representación gráfica de la cupla en función del ángulo interno α , para excitación constante. Según la figura 2.331

$$\overline{OC} \operatorname{sen} \alpha = \overline{AC} \cos \varphi \quad (2.524)$$

$$E_o \operatorname{sen} \alpha = \omega L_B I \cos \varphi \quad (2.525)$$

Deducimos:

$$P = 3 U I \cos \varphi = \frac{3 E_o U}{\omega L_B} \operatorname{sen} \alpha \quad (2.526)$$

Si la corriente de excitación es constante, la cupla resulta:

$$C = \frac{P}{N_B} = \frac{3 E_o U}{N_B \omega L_B} \operatorname{sen} \alpha \quad (2.527)$$

La cupla máxima resulta:

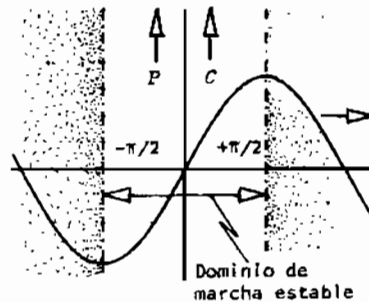


Fig. 2.332

$$C_{max} = \frac{3 E_o U}{N_B \omega L_B} \quad (2.528)$$

La representación gráfica de las (2.527) y (2.528) está en figura 2.332. Cuando la cupla aplicada en el eje del alternador crece, el ángulo α aumenta y la potencia suministrada por el alternador a la red también aumenta. Pero más allá de $\alpha = \pi/2$, la cupla electromagnética disminuye y la cupla motora queda constante, la máquina se acelera, α crece y sale de sincronismo. Se dice que "se ha desenganchado", las protecciones actúan y el conjunto de máquina primaria y alternador debe detenerse. Agreguemos que el alternador ha pasado a trabajar como motor sincrónico cuando la cupla es negativa, lo que no es admitido por la instalación, salvo que esté preparada para ello. Por simple observación de la (2.526) deducimos que, aumentando la excitación, aumentamos la f.e.m. $\overline{E}_o$ y en consecuencia podemos aumentar la potencia suministrada. Esto no puede hacerse indiscriminadamente, ya que la saturación hará que llegados a cierto punto, por más que aumentemos la excitación no lograremos aumentar la f.e.m. $\overline{E}_o$ y estaremos también en un límite de potencia fijado por el límite superior de f.e.m. Podemos asimismo trazar el diagrama de excitación constante como se ve en figura 2.333. El lugar geométrico de B son circunferencias con centro en O' y radios proporcionales a la excitación. Para los casos de excitación menor que la nominal, la máquina absorbe potencia reactiva. Podemos también trazar los diagramas de potencia activa constante, como se puede ver en la figura 2.334. Se trata de rectas horizontales

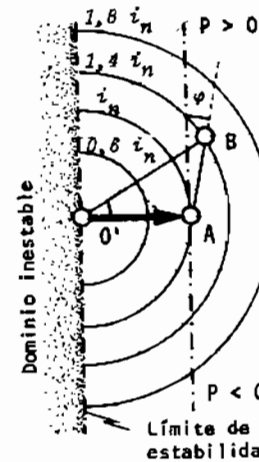


Fig. 2.333

cia activa constante, como se puede ver en la figura 2.334. Se trata de rectas horizontales

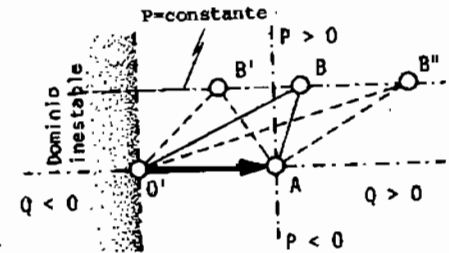


Fig. 2.334

ND

♦ 2.4.25.- ALTERNADOR A POLOS SALIENTES TRABAJANDO EN PARALELO.- Desarrollaremos un estudio equivalente al que terminamos de hacer, pero esta vez para el alternador a polos salientes. Partimos de recordar las expresiones anteriores (2.493) y (2.494) para máquina no saturada.

Esta hipótesis no modifica un estudio funcional. Basados en las dos expresiones recién citadas, no hay inconveniente en plantear la ecuación general de las caídas de tensión para una fase, en la forma que sigue:

$$\bar{E}_o = \bar{U} + j \omega L_d \bar{I} + j \omega k_{di} \bar{I}_{di} + j \omega k_t \bar{I}_t \quad (2.529)$$

o sea, finalmente:

$$\bar{E}_o = \bar{U} + j \omega L_{di} \bar{I}_{di} + j \omega L_t \bar{I}_t \quad (2.530)$$

con la condición:

$$L_{di} = L_d + k_{di} \quad L_t = L_d + k_t \quad (2.531)$$

Como en el párrafo anterior, adoptaremos el punto B como representativo en la figura 2.335. En ese dibujo, el triángulo $\triangle O'BA$ semejante al $\triangle O'FA$ y el punto O' es fijo. Hacemos que se cumplan las relaciones:

$$\frac{\overline{aA}}{\overline{OA}} = \frac{L_d}{L_{di}} \quad (2.532a)$$

$$\frac{O'A}{OA} = \frac{L_d}{L_t} \quad (2.532b)$$

para un punto a definido sobre $\overline{O'A}$. Los puntos O' y a resultan muy próximos y en un alternador a rotor liso, prácticamente se confunden con O' . Construimos la circunferencia de diámetro $O'a$ determinando el punto d por simple intersección con $\overline{O'B}$. Demostramos seguidamente que $\overline{dB}$ es proporcional a $\overline{OD}$.

$$\overline{dB} = \overline{dc} + \overline{cB} \quad (2.533)$$

Por las relaciones de los triángulos semejantes:

$$\overline{dc} = \overline{aa'} = \overline{OC} \frac{\overline{aA}}{\overline{OA}} \quad (2.534)$$

Por la geometría del dibujo deducimos:

$$\overline{cB} = \overline{KG} \frac{\overline{AB}}{\overline{AG}} \quad \overline{KG} = \overline{CD} \quad (2.535)$$

$$\overline{cB} = \overline{CD} \frac{\overline{AB}}{\overline{AG}} \quad (2.536)$$

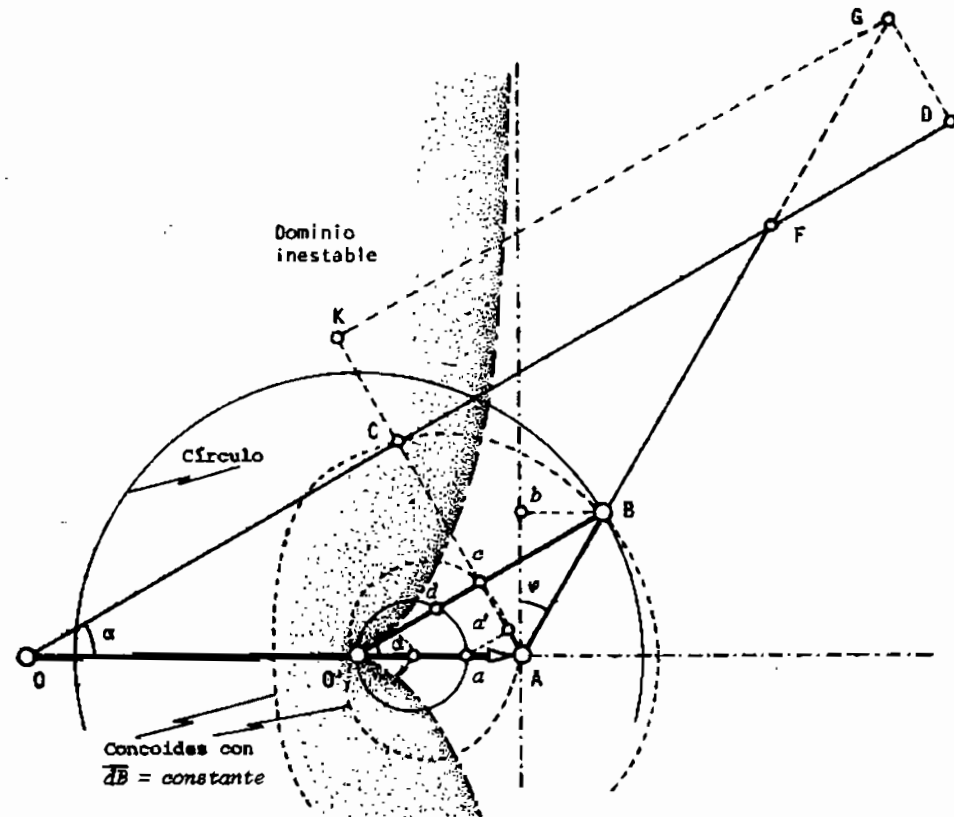


Fig.2.335

$$\frac{\overline{AB}}{\overline{AG}} = \frac{\overline{aA}}{\overline{OA}} = \frac{L_d}{L_{di}} \quad (2.537)$$

$$\overline{dB} = \overline{dc} + \overline{cB} = (\overline{OC} + \overline{CD}) \frac{\overline{aA}}{\overline{OA}} = \overline{OD} \frac{L_d}{L_{di}} \quad (2.538)$$

Se ha demostrado que el segmento $\overline{dB}$ es proporcional al segmento $\overline{OD}$. Si la excitación permanece constante, lo será también la f.e.m. total y por lo tanto también $\overline{OD}$, resultando que, a excitación constante el segmento $\overline{dB}$ es de valor escalar inalterable y el punto B describe una concoide de círculo que en figura 2.335 se dibujó con pequeños trazos. Se ha dibujado el círculo de centro O' para poder apreciar la diferencia con la concoide de base $\overline{O'a}$. Las diversas concoides para diversas excitaciones adoptan las formas que se ven en la figura, con las propiedades de dichas curvas. Si la carga crece, el

punto B sube sobre la conoide, hasta que el aumento del ángulo de decaje $d\alpha$ corresponde a un aumento dP de la potencia suministrada por el alternador. El funcionamiento es estable mientras $dP/d\alpha$ es positivo, es decir, hasta que $\bar{E}$ pasa por un punto de la conoide que tiene tangente horizontal.

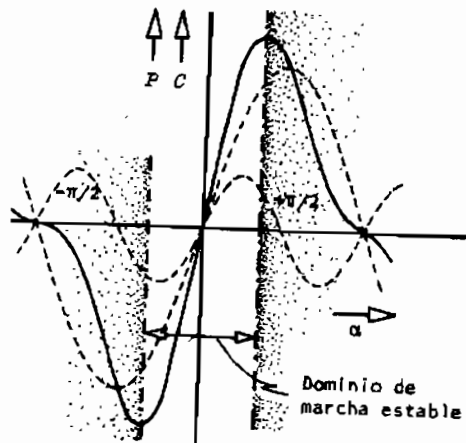


Fig. 2.336

Obteniendo los puntos de esa propiedad para todas las excitaciones, resultan las curvas de estabilidad que mostramos en figura 2.336, en que se ve la función $P = f(\alpha)$. Hemos visto que:

$$\frac{dB}{d\alpha} = E_o \frac{L_d}{L_{di}} \quad (2.539)$$

Además:

$$\bar{O'd} = \bar{O'a} \cos \alpha \quad (2.540)$$

También:

$$\bar{O'a} = \bar{O'A} - \bar{aA} = U \left[\frac{L_d}{L_t} - \frac{L_d}{L_{di}} \right] \quad (2.541)$$

En consecuencia:

$$\bar{O'd} = U \left[\frac{L_d}{L_t} - \frac{L_d}{L_{di}} \right] \cos \alpha \quad (2.542)$$

$$\bar{O'B} = \bar{O'd} \quad \frac{dB}{d\alpha} = U \left[\frac{L_d}{L_t} - \frac{L_d}{L_{di}} \right] \cos \alpha + E_o \frac{L_d}{L_{di}} \quad (2.543)$$

Vemos, por la figura, que:

$$\bar{O'B} \sin \alpha = \bar{AB} \cos \psi \quad (2.544)$$

Podemos obtener:

$$\omega L_d I \cos \psi = U \left[\frac{L_d}{L_t} - \frac{L_d}{L_{di}} \right] \sin \alpha \cos \alpha + \frac{E L_d}{L_{di}} \sin 2\alpha \quad (2.545)$$

Podemos, en definitiva afirmar que:

$$P = 3 \frac{E_o U}{\omega L_{di}} \sin \alpha + 3 \frac{U^2}{2} \left[\frac{1}{\omega L_t} - \frac{1}{\omega L_{di}} \right] \sin 2\alpha \quad (2.546)$$

Por lo tanto, la función tiene un término principal función de $\sin \alpha$ y un término complementario función de $\sin 2\alpha$. La zona de funcionamiento estable tiene un dominio inferior a $\pi/2$. De igual manera que en el caso del alternador a rotor liso, las representaciones de potencia constante, son rectas horizontales.

♦ 2.4.26.- CUPLA SINCRONIZANTE.- El accionamiento de los alternadores se efectúa por medio de las máquinas primarias. Tratándose de turbinas a vapor, turbinas a gas, o turbinas hidráulicas, la cupla aplicada al eje es sensiblemente constante. Tratándose de motores diesel, la cupla motriz se caracteriza por su marcada irregularidad, debido a la naturaleza de estas máquinas alternativas. Por otra parte, en funcionamiento se producen diversas alternativas que originan variaciones en la cupla, tanto motriz, como frenante del alternador mismo. A causa de esto debemos interesarnos por lo que ocurre en un generador sincrónico cuando se produce una variación de cupla (o de la potencia de accionamiento) estando éste conectado en paralelo a una red de potencia infinita, como estudiamos anteriormente. El estudio de las oscilaciones que se producen, lo dejaremos para el capítulo que sigue.

Para este estudio tomamos la curva $C = f(\alpha)$ que representamos en figura 2.337 para un alternador a rotor liso. Las conclusiones se trasladan fácilmente a caso del rotor de polos salientes. La potencia y la cupla se pueden expresar por medio de las conocidas fórmulas (2.526) y (2.527) que repetimos por comodidad:

$$P = \frac{3 E_o U}{\omega L_g} \sin \alpha \quad (2.547)$$

$$C = \frac{3 E_o U}{N_g \omega L_g} \sin \alpha \quad (2.548)$$

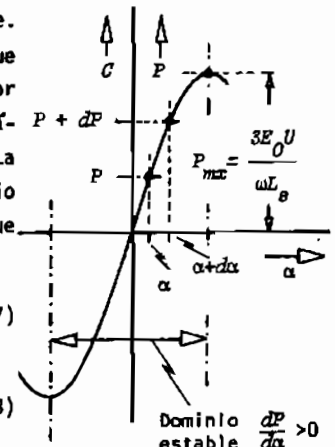


Fig. 2.337

Si la potencia suministrada por la máquina motriz se incrementa en la cantidad dP_m , la cupla motora pasa transitoriamente a ser superior a la cupla resistente que ofrece el alternador, aparece una cupla aceleratriz y como consecuencia de la misma la máquina sufre una transitoria aceleración. A causa de esto, el rotor se adelanta algo al campo rotante del

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

estator en una cantidad $d\alpha$. Esta variación, como verificamos con la figura 2.337 produce a su vez un aumento de la potencia eléctrica suministrada a la red. Si la potencia eléctrica aumenta también lo hace la cupla electromagnética, la que se encarga de equiparar a la mayor cupla cupla motora. El sistema es estable mientras no sobrepasemos los límites de estabilidad $+\pi/2$ o $-\pi/2$. Inversamente, si la cupla motora disminuye, se reduce el ángulo de decalaje. Por lo tanto, la marcha es estable si se cumple que:

$$\frac{dP}{d\alpha} > 0 \quad (2.549)$$

Esta acción es tanto más enérgica, cuanto mayor es la derivada en la (2.549). La variación de potencia ha de ser:

$$dP = \frac{3 E_o U}{\omega L_s} \sin d\alpha \quad (2.550)$$

A este aumento corresponde un aumento de cupla:

$$dC = \frac{3 E_o U}{N_s \omega L_s} \sin d\alpha \quad (2.551)$$

Por todo lo dicho, no podemos afirmar que la velocidad N de esta última expresión sea rigurosamente constante durante el régimen transitorio que estamos analizando, pero puede tomarse así con suficiente aproximación. A la cupla de la (2.551) se la llama *cupla sincronizante*. Se observa que el rotor está ligado al estator por medio de un *acoplamiento elástico*. Sobrepasado el el ángulo $\alpha = \pi/2$, el acoplamiento desaparece y la máquina *sale de sincronismo*, o como a veces se dice, *se desengancha*.

♦ 2.4.27.- OSCILACIONES PENDULARES.- Denominamos *oscilaciones pendulares*, o simplemente *penduleo*, a los movimientos alternativos que cumple un rotor alrededor de su posición media, marchando a la velocidad de sincronismo y en paralelo con una red suficientemente grande como para considerarla de potencia infinita. Estas oscilaciones provienen de perturbaciones accidentales, o sistemáticas y se consideran un estado transitorio de la máquina, siempre y cuando por alguna causa no resulten continuamente mantenidas.

Para el estudio del caso nos valemos de la figura 2.323. Supongamos que las dos máquinas marchan en paralelo (interruptor cerrado), y que por una causa cualquiera, una de las dos, por ejemplo la de vector representativa $\bar{E}_1$ se atrasa un cierto ángulo θ . En el circuito cerrado formado por los dos alternadores aparece una tensión $\bar{V}$ que sabemos es la diferencia de las fuer-

zas electromotrices presentes y cuya dirección y módulo se deduce de la misma figura. Debido a que la carga de ese circuito cerrado la constituyen solamente las dos impedancias internas de los dos alternadores, la corriente de circulación será la tensión $\bar{V}$ dividida por la suma de las impedancias sincrónicas. En la práctica, se desprecian las resistencias y la corriente de circulación es:

$$\bar{I}_c = \frac{\bar{V}}{j 2 \omega L_s} = \frac{\bar{E}_2 - \bar{E}_1}{j 2 \omega L_s} \quad (2.552)$$

Si deseamos conocer la cupla sincronizante correspondiente a un incremento finito del decalaje $\Delta\theta$ tomamos la (2.548) y procedemos:

$$\Delta C = \frac{dC}{d\alpha} \Delta\theta = \frac{3 E_o U}{N_s \omega L_s} \cos \theta d\theta \quad (2.553)$$

Esta proporcionalidad entre la cupla sincronizante y el ángulo de decalaje, permite tratar el caso como un péndulo de torsión.

Si por un efecto cualquiera, el rotor sale de su estado de *equilibrio dinámico* apartándose un ángulo $\Delta\theta$ aparece una cupla que procura tornarlo al origen. Véase que no se trata de una variación permanente de cupla, sino de una perturbación transitoria, que al desaparecer, origina el retorno al origen con un movimiento amortiguado. Ese amortiguamiento se debe a que las expansiones de los polos, o la misma rueda polar, resultan sometidas a flujo variable que da lugar a corrientes parásitas que se transforman en calor durante el régimen transitorio.

Para la atenuación lo antes posible de estas oscilaciones, los alternadores están provistos de una *jaula amortiguadora* que vimos en figura 2.214. Como los movimientos de este tipo tienen leyes perfectamente conocidas, sabemos que el periodo de oscilación vale:

$$T_o = 2 \sqrt{\frac{J}{K}} \quad (2.554)$$

expresión de parecido contenido a la (1.261) del Tomo I "Circuitos" de esta colección, donde aquí J es el momento de inercia polar de las masas rotantes, y K es la constante de proporcionalidad que resulta igual a la parte constante de la (2.553), o sea:

$$K = \frac{3 E_o U}{2 \pi N_s \omega L_s} \cos \theta \quad (2.555)$$

Si D es el diámetro del sistema de giro y G el peso:

$$J = \frac{G D^2}{4 g} \quad (2.556)$$

Reemplazando:

$$T_o = 2 \pi \sqrt{\frac{G D^2 N_s}{4 g 3 U \cos \theta} \frac{\omega L_s}{E_o}} \quad (2.557)$$

Que para régimen estable:

$$T_o = K_\theta \sqrt{\frac{\omega L_s}{E_o}} \quad (2.558)$$

Esta función indica que el período de oscilación es función de la reactancia sincrónica y de la fuerza electromotriz, valores ambos que para estos razonamientos se pueden considerar como constantes. El período de oscilación es entonces variable con la carga.

El penduleo se presenta básicamente en dos casos:

- Cuando al alternador se le suministra cupla motora constante y recibe un incremento accidental.
- Cuando la cupla motora no es regular y constante, sino una constante y la suma de una serie de armónicas.

El primer caso corresponde a una perturbación, como ser: cambio brusco de carga; corto circuito; falla de admisión de combustible en la máquina primaria; etc. El segundo caso se presenta en los accionamientos con motor diesel, o en general, con máquinas térmicas alternativas. En el primer caso, las oscilaciones se amortiguan por sí solas, particularmente con ayuda de la jaula amortiguadora. En el segundo caso puede ocurrir que alguna armónica componente de la cupla motora, entre en resonancia con la frecuencia propia del rotor. Este caso puede dar lugar a la elongación de las oscilaciones y ocasionar un accidente a las máquinas.

Agreguemos que en base a la (2.554) podemos definir como frecuencia propia del rotor a la cantidad:

$$f_o = \frac{1}{T_o} = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{K}{J}} \quad (2.559)$$

Sea en uno u otro de los dos casos recién comentados, durante el transitorio entran en acción las siguientes cuplas:

$$\text{Cupla de inercia} \quad C_i = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} \quad (2.560a)$$

$$\text{Cupla amortiguadora} \quad C_a = K_a \frac{d \theta}{dt} \quad (2.560b)$$

Cupla sincronizante	$C_s = K \theta$	(2.560c)
Cupla motora	C_m	(2.560d)
Cupla accidental	ΔC	(2.560e)

Tomando el primer caso comentado, la máquina está siendo accionada por una máquina primaria que le suministra cupla constante C_m y en determinado momento aparece una perturbación ΔC . La ecuación general resulta:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + K_a \frac{d \theta}{dt} + K \theta = C_m + \Delta C \quad (2.561)$$

La cupla motora C_m origina un ángulo interno α que puede conocerse por intermedio de la (2.527). Al aparecer la perturbación ΔC se agrega un ángulo de perturbación θ , que desaparecerá finalizado el transitorio. La solución de la (2.561) puede verse en figura 2.338, y es análoga a la solución de figura 1.58 del tomo I "Circuitos" de esta colección. Al aparecer la perturbación, el rotor se desplaza un ángulo $\Delta \theta_{mx}$ que luego desaparece como muestra la figura, es decir: en forma de movimiento amortiguado; en forma crítica; o en forma oscilatoria amortiguada.

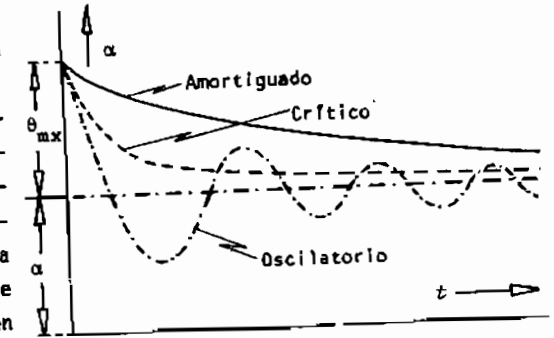


Fig. 2.338

Este caso puede darse en un alternador accionado por una máquina motriz que provee cupla constante y aparece una cupla adicional circunstancial. Para el caso de que la máquina esté accionada por un motor alternativo, por ejemplo un motor diesel, la ecuación de la cupla motora será expresable por medio de:

$$C = C_o + \sum C_i \sin(i \omega t + \psi_i) \quad (2.562)$$

es decir, una cupla media y una serie de armónicas. La cupla de un motor alternativo es, por la naturaleza de la máquina, esencialmente variable. Sabemos que habrá una velocidad angular máxima N_{mx} , una velocidad angular mínima N_{mfn} y una velocidad angular media N_{med} . Por tanto, el grado de irregularidad vendrá expresado por:

$$g = \frac{N_{mc} - N_{min}}{N_{med}} \quad (2.563)$$

que suele valer entre 1/150 hasta 1/300 aproximadamente. Las armónicas de las componentes de la (2.562) tendrán frecuencias diversas y en el caso de que alguna concuerde con la frecuencia propia del rotor dada en la (2.554), aparecera la resonancia, las oscilaciones pendulares se amplificarán, ocasionando la salida de servicio de la unidad, e inclusive, una rotura o accidente similar. La ecuación representativa de este caso es:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + K_a \frac{d\theta}{dt} + K\theta = C_o + \sum C_i \sin(i\omega t + \psi_i) \quad (2.564)$$

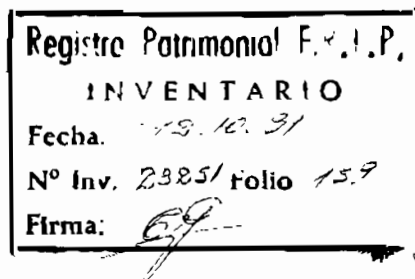
En base a la solución de esta ecuación - que no desarrollaremos - podemos definir el *coeficiente de amplificación de oscilaciones*

$$v = \frac{1}{1 - \left| \frac{f_i}{f_o} \right|^2} \quad (2.565)$$

donde f_i es la frecuencia de la armónica de orden i de la cupla motora. El coeficiente de amplificación v tiende a infinito para $f_i = f_o$. Para evitar esta desfavorable circunstancia, la frecuencia propia del rotor debe ser francamente diferente a la de cualquiera de las armónicas de la cupla motora. El coeficiente de amplificación no debe ser superior a 3, es decir, se debe cumplir que:

$$v < 3 \quad (2.566)$$

Constructivamente - mediante un adecuado momento de inercia - se logra la condición satisfactoria para la marcha estable, sin posibilidades de resonancia.



2.5.- MOTORES SINCRONICOS

♦ 2.5.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.- El motor sincrónico es una máquina que convierte energía eléctrica bajo la forma de corrientes alternas, en energía mecánica de movimiento giratorio, caracterizado este último por ser de velocidad constante.

Constructivamente es igual al alternador, variando sólo en su forma de empleo y en algunos detalles constructivos. La máquina sincrónica es, por esto, reversible.

El principio de funcionamiento se explica fácilmente si se piensa que el estator está alimentado por un sistema polifásico de corrientes (no citamos a los monofásicos, por su poco empleo e importancia), que por estar en la parte fi-

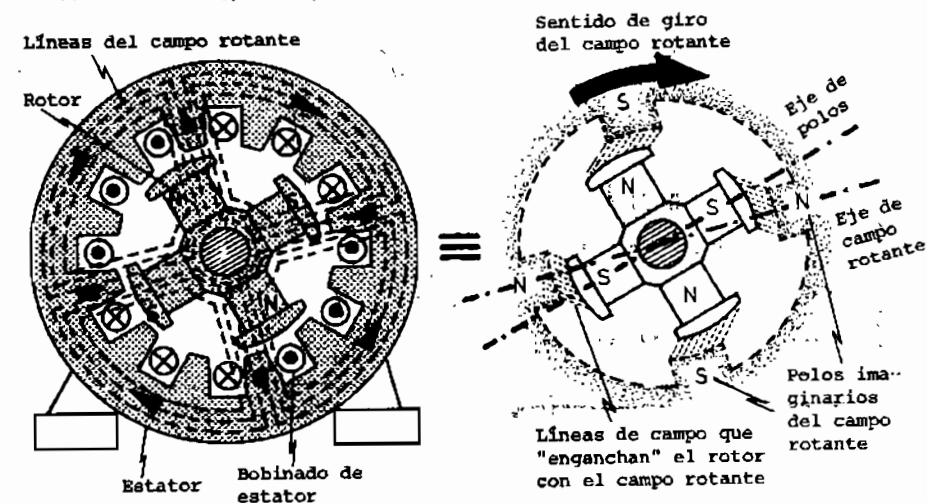


Fig.2.339

ja de la máquina, produce un campo rotante. En el caso del alternador, ese campo rotante era la reacción del inducido. Ahora, es el encargado de llevar al rotor. En la figura 2.339 mostramos a la izquierda un esquema similar al de dibujo 2.189, con su rotor y su estator. En este último por la acción del bobinado trifásico, existe un campo rotante que gira a velocidad constante, función de la frecuencia y del número de polos y que lleva consigo al rotor, algo atrasado. Hay entonces un virtual "enganche" entre los polos ficticios del estator (campo rotante) y los del rotor. A los primeros los materializamos en la parte derecha de figura 2.339 como una sucesión de polos imaginarios. Este "enganche" es la base del sincronismo, ya que el campo rotante se desplaza con una velocidad que como dijimos es función de la frecuencia y del número de pares de polos de ese campo y del rotor. A través de la fórmula (2.319) sale:

$$N = \frac{60 f}{p} \quad (2.567)$$

Es evidente que el rotor acompaña continuamente al campo rotante del estator. Si por cualquier causa el rotor se "atrassa" exageradamente, puede desaparecer el vínculo y el motor se dice que "sale de sincronismo", siendo por sí mismo, incapaz de alcanzar la condición de marcha estable. Afortunadamente, ese vínculo es "elástico" y el rotor tiene cierto grado de libertad para desplazarse hasta un cierto ángulo de atraso con respecto al eje del campo. Por supuesto que existe una condición límite, o condición de máximo, que se denomina *límite de estabilidad*, hasta el cual le es permitido al rotor "atrasarse" con respecto al campo rotante del estator sin perder el sincronismo. Ese ángulo resulta función de la potencia y resulta inferior a los 90° grados eléctricos.

Al girar los polos excitados, con su flujo, inducen en el bobinado del estator, una fuerza electromotriz como en el caso de un alternador, pero que para el caso del motor sincrónico conviene llamar *fuerza contraelectromotriz* $\bar{E}_o$, siguiendo lo que es una costumbre en el estudio de todos los motores. La fuerza contraelectromotriz (abreviadamente, c.f.e.m.) es la reacción del sistema y como tal suele tratársela. Esta c.f.e.m. tendrá un sentido tal que tienda a oponerse a la corriente generadora del campo rotante. La impedancia que una fase del estator presenta a las corrientes aplicadas, es sin duda la *impedancia sincrónica* $\bar{Z}_s$ de igual concepto que en los alternadores. En verdad, para el motor sincrónico se pueden hacer las mismas reflexiones teóricas que en el caso de los alternadores con respecto a todos los tipos de reactancias e impedancias encontradas, pero en el motor, para los razonamientos básicos, es suficiente la *impedancia sincrónica*.

En el caso del motor sincrónico, la tensión aplicada a una fase $\bar{U}$ debe compensar a la caída interna por impedancia y a la c.f.e.m., a saber:

$$\text{MOTOR} \quad \bar{U} = \bar{E}_o + \bar{I} \bar{Z}_s \quad (2.568)$$

Para el generador recordemos la (2.441) que resultaba:

$$\text{GENERADOR} \quad \bar{U} = \bar{E}_o - \bar{I} \bar{Z}_s \quad (2.569)$$

Aquí detectamos que la ecuación de generador y motor es igual, salvo el signo. Por lo tanto, para las máquinas sincrónicas en general tenemos:

$$\bar{U} = \bar{E}_o \pm \bar{I} \bar{Z}_s \quad (2.570)$$

Obsérvese muy particularmente, que el comportamiento de la máquina como motor o generador, depende del sentido relativo de la corriente en el estator, ya que las restantes magnitudes pueden considerarse invariables para un estado de funcionamiento determinado.

Al tratar los alternadores en paralelo, vimos que cuando se variaba la excitación permaneciendo constante la carga, sólo se lograba variar el factor de potencia. Un motor sincrónico puede considerarse como un alternador en paralelo sobre la red, en el que la potencia entregada al eje, en vez, es negativa.

En esto radica una de las ventajas del motor sincrónico, ya que a la vez que suministra energía mecánica a un accionamiento, puede trabajar sobre la red tomando corriente adelantada. En tal caso se lo llama *capacitor sincrónico*. En muchos casos, sólo se lo emplea como capacitor para corregir el factor de potencia, conforme ya hemos explicado en el capítulo 1.6.8.- del tomo I "Circuitos" de esta misma colección. El mejoramiento del factor de potencia, en instalaciones industriales, se suele hacer con capacitores, pero en los grandes sistemas eléctricos de potencia, encontramos a los motores sincrónicos trabajando como correctores del factor de potencia, sobretodo al final de grandes líneas de transmisión. En algunos casos industriales, se lo emplea como elemento de accionamiento mecánico y a la vez, como corrector del factor de potencia.

Por lo que vamos viendo, los motores sincrónicos son máquinas de *velocidad rigurosamente constante*, por lo que su campo de acción para los accionamientos industriales está limitado por esta singularidad, agravado porque su puesta en marcha requiere maniobras menos simples que otros. Sin embargo, los automatismos desarrollados en los últimos tiempos, satisfacen los requerimientos de un

REPRESENTACION CONFORME
NORMA IRAM 2010-II

Multipolar Unipolar

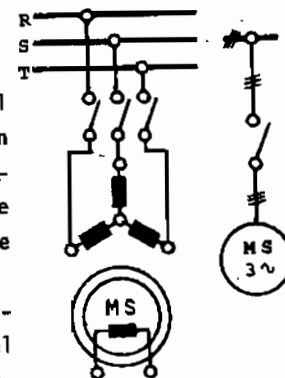


Fig.2.340

En figura 2.340 tenemos la representación normalizada.

♦ 2.5.2.- DIAGRAMAS VECTORIALES.- En figura 2.341 representamos muy esquemáticamente a dos alternadores en paralelo. Los sentidos de corriente en un instante dado, corresponden a lo esperado en el circuito externo. Supongamos ahora que hacemos la siguiente maniobra. Disminuimos la potencia de la máquina motriz del alternador G_I , hasta hacerla nula. Si se agrega ahora a esa máquina un elemento frenante en vez de un elemento accionante, es de esperar que la máquina G_I pase a trabajar como motor sincrónico y el campo rotante lleve consigo al rotor. En tal caso, la componente activa de la corriente cambia de signo como se deja indicado en figura 2.342 y cambia también la posición relativa entre $\bar{U}$ y $\bar{E}$. Pero más interesante es lo que se muestra en la figura 2.342. Cambia el sentido relativo de la corriente en la máquina con la que estamos haciendo la maniobra. La potencia, para funcionamiento como motor es:

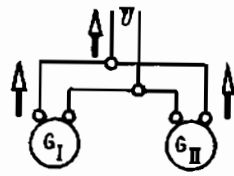


Fig. 2.341

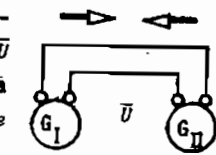


Fig. 2.342

$$P_M = 3 U I_M \cos (\pi - \varphi_M) = - 3 U I_M \cos \varphi_M \quad (2.571)$$

Tratemos de colocar estas ideas en los diagramas vectoriales. En la figura 2.343 tenemos el diagrama simplificado del alternador para una fase, según la figura 2.294. Si la corriente como generador es $\bar{I}_G$, con su componente acti-

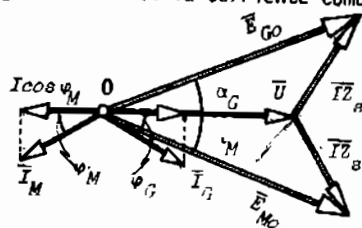


Fig. 2.343

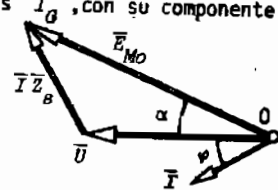


Fig. 2.344

va $I_G \cos \varphi_G$ y para que pase a actuar como motor la componente activa debe ser $I_M \cos \varphi_M$, apreciamos en la figura 2.343 que la corriente cambia de cuadrante. Esto no nos debe extrañar, ya que antes dijimos que la corriente debe cambiar el sentido relativo, cuando es motor y en particular, la componente activa que es la que determina la potencia activa. Por el cambio de orientación de la corriente, cambia también de orientación la caída $\bar{I} \bar{Z}_R$ y se modifica la posición de $\bar{E}_{G0}$ pasando a ser el vector $\bar{E}_{M0}$. Pero ahora, no perdamos de vista que todo se inició suponiendo que se trataba de un generador. Si ahora nos independizamos de la idea que el

conjunto de las dos máquinas de figura 2.341 alimentan una red exterior, y tomamos la figura 2.342 admitiendo todo lo dicho para el "circuito local", la f.e.m. $\bar{E}_{G0}$ pasa a ser la c.e.f.m. $\bar{E}_{M0}$. Por lo tanto, es lícito volver a dibujar el diagrama vectorial simplificado conforme figura 2.344, que va a ser el definitivo que adoptaremos para el motor sincrónico.

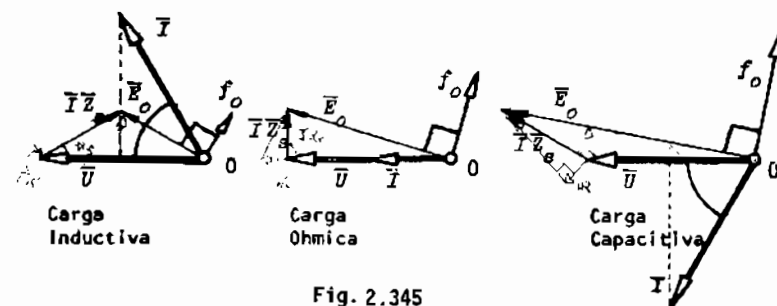


Fig. 2.345

En la figura 2.345 hemos dibujado el diagrama vectorial de la figura 2.344, pero para tres estados diferentes de excitación. Con carga inductiva, la corriente atrasa con relación a la tensión, por fase. Vemos que la c.f.e.m. tiene un módulo dado, lo que significa una dada corriente de excitación. Si la corriente pasa a ohmica y después a capacitiva, conservando invariable su proyección sobre el eje $\bar{U}$ para que la potencia activa sea constante, se puede observar lo siguiente. A medida que la carga va pasando de inductiva a capacitiva, el vector $\bar{E}_0$ de la c.f.e.m. va creciendo en módulo, lo que significa que la excitación debe incrementarse. Esto también se ve en el módulo de los vectores f_0 que representan a la fuerza magnetomotriz. En definitiva, si en un motor sincrónico se mantienen constantes la tensión $\bar{U}$ y la potencia suministrada P_M , la corriente que absorbe se incrementa y adelanta a la tensión, cuando se aumenta la excitación y se incrementa y atrasa a la tensión, cuando se baja la excitación. Por lo tanto;

Un motor sincrónico a potencia constante se comporta como un capacitor cuando se lo sobreexcita y como un inductor cuando se lo subexcita.

♦ 2.5.3.- LA FUNCION POTENCIA ANGULO.- Giremos 180° la figura 2.344 y se tendrá la figura 2.346 que empleamos ahora. De la misma se deduce:

$$\bar{U} = \bar{E}_0 + (R + jX_s) \bar{I} = \bar{E}_0 + \bar{Z}_s \bar{I} \quad (2.572)$$

Por lo tanto, se puede afirmar que:

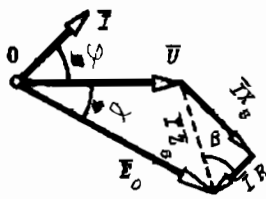


Fig. 2.346

$$\bar{I} = \frac{\bar{U} - \bar{E}_o}{\bar{Z}_s} = \frac{\bar{U} - \bar{E}_o}{R + j X_s} \quad (2.573)$$

Racionalizando:

$$\bar{I} = \frac{\bar{U} - \bar{E}_o}{R + j X_s} \frac{R - j X_s}{R - j X_s} = \frac{(\bar{U} - \bar{E}_o)(R - j X_s)}{R^2 + X_s^2} \quad (2.574)$$

Y como en el diagrama se tomó:

$$\bar{U} = U + j 0 \quad (2.575)$$

$$\bar{E}_o = E_o \cos \alpha - j E_o \sin \alpha \quad (2.576)$$

$$\bar{I} = \frac{(UR - E_o \cos \alpha R + E_o \sin \alpha X_s) + j(E_o \cos \alpha X_s - UX_s + E_o \sin \alpha R)}{R^2 + X_s^2} \quad (2.577)$$

$$\bar{I} = i + j i' \quad (2.578)$$

La potencia aparente desarrollada por fase se calculará por medio del producto de $\bar{I}$ por el conjugado de $\bar{E}_o$, tal como vimos en la parte final del capítulo 1.2.5.- del tomo I "Circuitos";

$$\bar{S} = (i + j i')(E_o \cos \alpha + j E_o \sin \alpha) \quad (2.579)$$

(Se cambió el signo de la parte imaginaria de $\bar{E}_o$). Operando :

$$\bar{S} = i E_o \cos \alpha - i' E_o \sin \alpha + j[i' E_o \cos \alpha + i E_o \sin \alpha] = P + j Q \quad (2.580)$$

La parte real de esta última es la potencia activa que interesa;

$$P = i E_o \cos \alpha - i' E_o \sin \alpha \quad (2.581)$$

Efectuando operaciones con ayuda de las (2.577) y (2.575) sacamos:

$$P = \frac{U E_o (R \cos \alpha + X_s \sin \alpha) - E_o^2 R}{R^2 + X_s^2} \quad (2.582)$$

Y de acuerdo al triángulo de la impedancia sincrónica de la figura 2.342;

$$\left. \begin{aligned} R &= Z_s \cos \beta \\ X_s &= Z_s \sin \beta \end{aligned} \right\} \quad (2.583)$$

Reemplazando:

$$P = \frac{U E_o \cos(\beta - \alpha) - E_o^2 \cos \beta}{R^2 + X_s^2} \quad (2.584)$$

Admitiendo que $X_s \gg R$ resulta $\beta \sim 90^\circ$ de donde sale:

$$P \approx \frac{U E_o \sin \alpha}{X_s} \quad (2.585)$$

Para el motor a polos salientes tomamos la figura 2.347 que se obtuvo de la figura 2.344 adaptada conforme lo estudiado en alternadores a polos salientes, despreciando R , a partir de la figura 2.316. Tomamos $\bar{E}_o$ como dirección de referencia.

En el caso anterior se tomó $\bar{I}$ y $\bar{E}_o$ para la terminación de la potencia.

Dicho valor corresponde a la potencia desarrollada del campo rotante, más la que pierde por efecto Joule en la resistencia R . Despreciando esta última, la potencia por fase es:

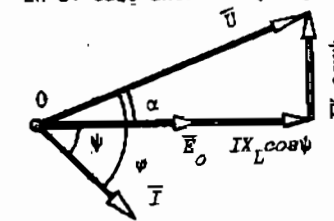


Fig. 2.347

$$P = U I \cos \psi \quad (2.586)$$

De la figura 2.347 sale:

$$U \cos \alpha = E_o + X_L I \cos \psi = E_o + X_L I \sin(\psi - \alpha) \quad (2.587)$$

$$U \sin \alpha = X_T I \sin \psi = X_T I \cos(\psi - \alpha) \quad (2.588)$$

o también:

$$U \cos \alpha - E_o = X_L I \sin \psi \cos \alpha - X_L I \cos \psi \sin \alpha \quad (2.589)$$

$$U \sin \alpha = X_T I \cos \psi \cos \alpha + X_T I \sin \psi \sin \alpha \quad (2.590)$$

Multiplicando por $-X_T \sin \alpha$ la (2.589) y por $-X_L \cos \alpha$ la (2.590) y sumando se llega a:

$$\begin{aligned} (X_L - X_T) U \cos \alpha \sin \alpha + E_o X_T \sin \alpha &= \\ = X_L X_T I (\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha) \cos \psi & \end{aligned} \quad (2.591)$$

$$\begin{aligned} (X_L - X_T) U \cos \alpha \sin \alpha + E_o X_T \sin \alpha &= \\ = X_L X_T I \cos \psi & \end{aligned} \quad (2.592)$$

$$I \cos \psi = \frac{E_o}{X_L} \sin \alpha + \frac{X_L - X_T}{2 X_L X_T} U \sin 2\alpha \quad (2.593)$$

$$P = \frac{E_o U}{X_L} \sin \alpha + \frac{X_L - X_T}{2 X_L X_T} U^2 \sin 2\alpha \quad (2.594)$$

Obsérvese que si $X_L - X_T = 0$ tal como se cumple para motores a rotor liso, se tiene la (2.585).

♦ 2.5.4.- ESTABILIDAD DE MARCHA.- En la mayor parte de los motores, al incrementarse la carga en el eje, esa acción frenante se manifiesta como una tendencia a la disminución de la velocidad. En el motor sincrónico, debido a que su velocidad debe ser rigurosamente constante, su reacción frente a las cargas es muy particular.

Retomemos la parte derecha de la figura 2.339, en donde se representó al campo rotante por medio de una sucesión de polos ficticios que giran con la velocidad de sincronismo. El enlace magnético puede ser comparado con un resorte mecánico que liga los polos ficticios del campo rotante del estator, con los polos reales del rotor. Cuanto mayor sea la cupla frenante requerida por el mecanismo accionado, el resorte responderá deformándose hasta una nueva posición de equilibrio. Durante el transcurso de esa variación, el rotor fue un poco más despacio que el campo rotante y se atrasó hasta encontrar la nueva posición de equilibrio dinámico. Cuando el motor está sin carga en el eje, los ejes de los polos del rotor y estator no tendrían porque diferir y si la superposición total no es posible, se debe a la pequeña cupla frenante ocasionada por las pérdidas mecánicas. Cuando se carga la máquina, se estira el resorte de nuestra analogía mecánica y aumenta el ángulo entre los ejes de los dos campos. Lo mismo ocurre con el ángulo α de los diagramas vectoriales y por ello se lo llamó *ángulo de carga*.

Como la velocidad es constante, las ecuaciones (2.594) y (2.585) representan también - en otra escala - las cuplas en función de la carga:

$$C = K \frac{U E_o}{X_L} \sin \alpha \quad ; (X_L = X_S) \quad (2.595)$$

$$C = K \frac{U E_o}{X_L} \sin \alpha + K \frac{X_L - X_T}{2 X_L X_T} U^2 \sin 2\alpha \quad (2.596)$$

Es ahora más evidente que al solicitar en el eje más potencia - lo que es equivalente a decir, una mayor cupla frenante - se retrasa el rotor aumentando el ángulo α y se incrementará la cupla desarrollada, siempre que dicho ángulo no sobrepase ciertos límites.

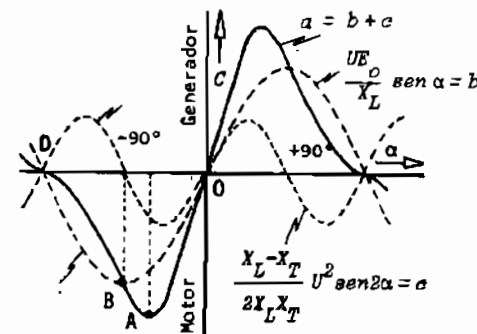


Fig. 2.348

En la figura 2.348 representamos los dos sumandos de la (2.596). La suma da la función $C = f(\alpha)$ para el alternador a polos salientes y el primer sumando, para polos lisos. Se ha representado la potencia como generador, porque las ecuaciones son las mismas y el sentido se fijó positivo para el generador y negativo para el motor.

Los ángulos α que también representan posiciones relativas entre campos, son negativos para el motor porque el rotor va en atraso. En el generador es a la inversa.

Veamos como interpretar esta función de la figura 2.348. Tomemos el motor a rotor liso y comencemos a incrementar la cupla frenante. El ángulo α aumenta en sentido negativo y la máquina incrementa su cupla para poder responder a la demanda y al llegar al punto B se alcanza la cupla máxima. Si sobrepasamos ese estado exigiendo más ángulo, la cupla decrece, lo que motiva una disminución de velocidad del rotor, aumenta α , la cupla disminuye y luego, si bien transpuesto D vuelve a crecer, por razones de inercia no puede recobrar el sincronismo y la máquina tiende a detenerse.

Los puntos A o B (según de que tipo de máquina se trate), son los límites a partir de los cuales el conjunto resulta inestable, vale decir, a los aumentos de cupla frenante, no responde con aumentos de cupla motora o cupla útil.

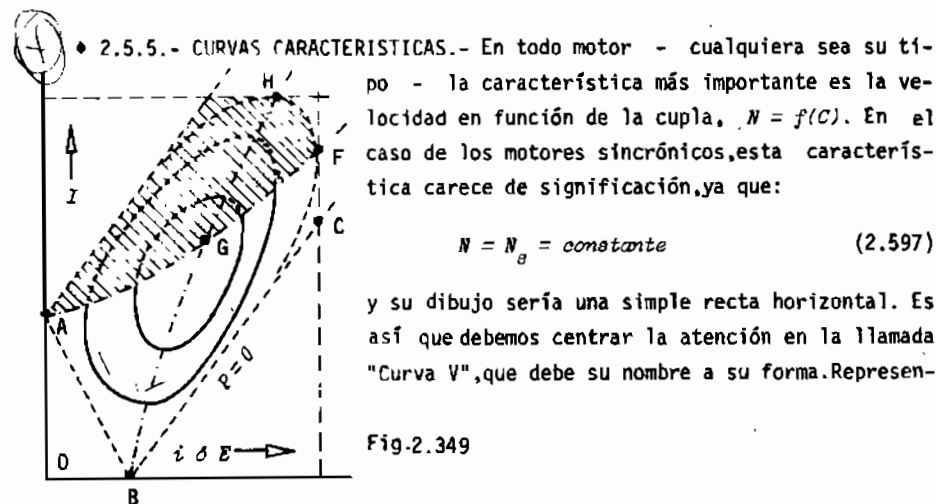


Fig. 2.349

♦ 2.5.5.- CURVAS CARACTERISTICAS.- En todo motor - cualquiera sea su tipo - la característica más importante es la velocidad en función de la cupla, $N = f(C)$. En el caso de los motores sincrónicos, esta característica carece de significación, ya que:

$$N = N_g = \text{constante} \quad (2.597)$$

y su dibujo sería una simple recta horizontal. Es así que debemos centrar la atención en la llamada "Curva V", que debe su nombre a su forma. Representen-

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

ta la corriente absorbida en función de la excitación, como vemos en la figura 2.349. Si la potencia es nula (máquina a vacío) $P = 0$, al variar la excitación, la corriente que toma el motor de la red varía conforme la curva A-B-C. En el tramo A-B la máquina está subexcitada, y en tramo B-C sobreexcitada. El punto B representa la excitación normal para potencia nula, y corresponde a corriente mínima y $\cos \varphi = 1$. Hacia la izquierda funciona como inductancia y a la derecha, como capacitor. Si se aumenta la potencia se obtienen las curvas interiores, de las cuales sólo es posible realizar la parte llena, ya que la línea A-G-F representa los límites de estabilidad para los distintos valores de potencia. Las partes dibujadas con trazos, son solo teóricas. La parte rayada e irrealizable como motor. El trazo B-G-H corresponde a todos los estados de funcionamiento a $\cos \varphi = 1$. A medida que la potencia aumenta, las curvas se van haciendo más estrechas y para la potencia máxima posible, se reducen a un punto, el G, no habiendo posibilidad de variar la excitación. La potencia nominal se fija siempre para que sea bastante inferior a la máxima, a fin de tener un adecuado coeficiente de seguridad (8 a 10).

♦ 2.5.6.- DIAGRAMA DE BLONDEL Y SUS VARIANTES.- El diagrama de Blondel es un método gráfico que permite analizar este tipo de motor. Se funda en el diagrama vectorial para una fase con la impedancia sincrónica y es suficientemente exacto para el motor a rotor liso y aproximado para el de polos salientes.

En la figura 2.350a trazamos el diagrama y establecemos una serie de relaciones fundamentales, que luego vamos a emplear. Por construcción se tiene:

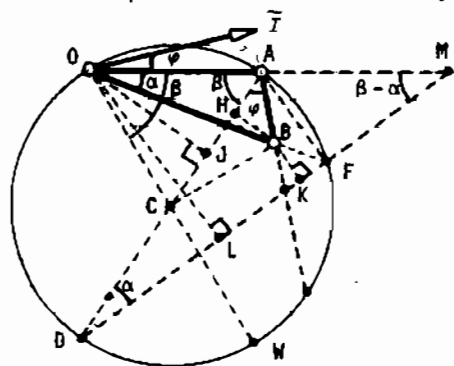


Fig. 2.350a

$$\overline{OA} = U \quad (2.598a)$$

$$\overline{OB} = E_o \quad (2.598b)$$

$$\overline{AB} = \overline{I} \overline{Z}_s \quad (2.598c)$$

$$\beta = \tan^{-1} \frac{X_s}{R} \quad (2.598d)$$

De esta figura se deduce:

$$\overline{OC} = \frac{U}{2 \cos \beta} \quad (2.599)$$

Además:

$$\overline{AJ} = \overline{JH} = \overline{AH} \quad (2.600)$$

Reemplazando valores eléctricos:

$$U \cos \beta - E_o \cos(\beta + \alpha) = I Z_s \cos \varphi \quad (2.601)$$

Multiplicando por U/Z_s

$$\frac{U^2 \cos \beta - U E_o \cos(\beta + \alpha)}{Z_s} = U I \cos \varphi = P_a \quad (2.602)$$

También de la figura

$$\overline{FL} - \overline{KL} = \overline{FK} \quad (2.603)$$

y eléctricamente:

$$U \cos(\beta - \alpha) - E_o \cos \beta = I Z_s \cos(\varphi + \alpha) \quad (2.604)$$

Multiplicando por E_o/Z_s

$$\frac{U E_o \cos(\beta - \alpha) - E_o^2 \cos \beta}{Z_s} = E_o I \cos(\varphi + \alpha) = P_{CR} \quad (2.605)$$

Obsérvese que el valor $E_o I \cos(\varphi + \alpha)$ es la potencia desarrollada por el campo rotante. Efectivamente:

$$U I \cos \varphi - E_o I \cos(\varphi + \alpha) = - \frac{1}{Z_s} \left[U E_o \cos(\beta - \alpha) - E_o^2 \cos \beta - U^2 \cos \beta + U E_o \cos(\beta + \alpha) \right] = I^2 R = P_a - P_{CR} \quad (2.606)$$

que son las pérdidas en el estator, por fase. Así, la potencia absorbida vale:

$$P_a = P_{CR} - p \quad (2.607)$$

siendo p las pérdidas referidas.

Con ayuda de estas relaciones podemos dibujar diagramas que nos determinen las principales características del funcionamiento. En todos estos diagramas se tomará como constantes las siguientes magnitudes:

- La tensión aplicada U , o sea $\overline{OA}$
- El ángulo β , por serlo X_s y R y por lo tanto el radio $\overline{OC}$

♦ 2.5.6.1.- DIAGRAMA A POTENCIA ABSORBIDA CONSTANTE.- Si $P_a = \text{cte.}$, de la (2.601) sale:

$$I Z_s \cos \varphi = \text{cte} = \overline{AH} \quad (2.608)$$

Trazando normales a $\overline{AD}$, dichas rectas serán los lugares geométricos del punto B para el caso propuesto. La normal que pasa por A es la que corresponde a $P_a = 0$, ya que los segmentos $\overline{AH}$ representan dicha potencia. Veamos la

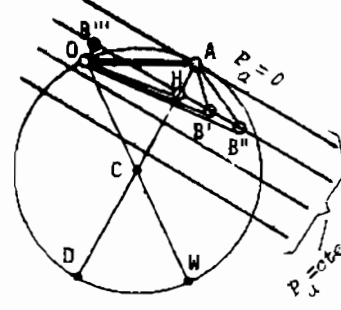


Fig. 2.350b.

♦ 2.5.6.2.- DIAGRAMA A POTENCIA UTIL CONSTANTE.- Despreciando las pérdidas mecánicas constantes, la potencia útil P_u vale, según la (2.605)

$$P_u = \frac{U E_o \cos(\beta - \alpha) - E_o^2 \cos \beta}{Z_s} \quad (2.609)$$

o también;

$$E_o^2 - E_o \frac{U}{\cos \beta} \cos(\beta - \alpha) = - \frac{P_u Z_s}{\cos \beta} \quad (2.610)$$

que geométricamente;

$$\overline{OB}^2 - 2 \overline{OC} \cdot \overline{OB} \cos(\beta - \alpha) = - \frac{P_u Z_s}{\cos \beta} \quad (2.611)$$

Sumando $\overline{OC}^2$

$$\overline{OC}^2 + \overline{OB}^2 - 2 \overline{OC} \cdot \overline{OB} \cos(\beta - \alpha) = \overline{OC}^2 + \frac{P_u Z_s}{\cos \beta} \quad (2.612)$$

y de la figura 2.350a :

$$\overline{CB}^2 = \overline{OC}^2 + \overline{OB}^2 - 2 \overline{OC} \cdot \overline{OB} \cos(\beta - \alpha) \quad (2.613)$$

Combinando;

$$\overline{CB}^2 = \overline{OC}^2 - \frac{P_u Z_s}{\cos \beta} \quad (2.614)$$

$$\overline{CB} = \sqrt{\overline{OC}^2 - \frac{P_u Z_s}{\cos \beta}} \quad (2.615)$$

Si $P_u = \text{constante}$ también $\overline{CB} = \text{constante}$ y los extremos de B estarán sobre círculos concéntricos para las distintas potencias, como se puede ver la figura 2.350c. Si $\overline{CB} = \overline{OC}$ resulta $P_u = 0$, siendo la potencia útil negati-

va (generador) cuando $\overline{CB} > \overline{OC}$. La potencia máxima ocurrirá para $\overline{CB} = 0$.

♦ 2.5.6.3.- DIAGRAMA A EXCITACION CONSTANTE.- Se tienen haciendo el valor $E_o = \text{constante}$ y resultan círculos concéntricos en O. Figura 2.350d

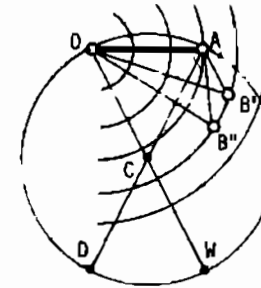


Fig. 2.350d

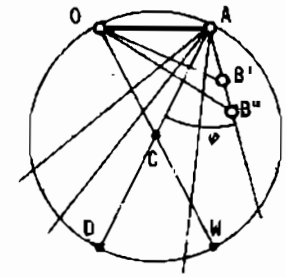


Fig. 2.350e

♦ 2.5.6.4.- DIAGRAMA A FACTOR DE POTENCIA CONSTANTE.- Se construyen haciendo $\cos \phi = \text{constante}$ que son rectas que parten de A, como se puede ver en figura 2.350 e.

♦ 2.5.6.5.- UNA OBSERVACION SOBRE TODOS LOS DIAGRAMAS.- Como estamos admitiendo que $X_s \gg R$, resulta que $\beta \sim 90^\circ$ y se pueden hacer consideraciones aproximadas, sustituyendo círculos por rectas perpendiculares al radio, que resulta infinito.

♦ 2.5.7.- ANALISIS DEL FUNCIONAMIENTO.- En base al diagrama vectorial, por ejemplo el de figura 2.346, tenemos;

$$I^2 Z_s^2 = E_o^2 + U^2 - 2 E_o U \cos \alpha \quad (2.616)$$

Transformando;

$$2 U E_o \sin \alpha = \sqrt{4 U^2 E_o^2 - |E_o^2 + U^2 - I^2 Z_s^2|^2} \quad (2.617)$$

Sustituyendo en la (2.582) y multiplicando por $2 Z_s^2$ queda:

$$2 Z_s^2 P = R |U^2 - E_o^2 - I^2 Z_s^2| + X_s \sqrt{4 U^2 E_o^2 - |E_o^2 + U^2 - I^2 Z_s^2|^2} \quad (2.618)$$

Transponiendo, eliminando el radical y ordenando:

$$Z_s^4 I^4 \pm \left[2 Z_s^2 (E_o^2 - U^2) - 4 X_s^2 E_o^2 + 4 R Z_s^2 P \right] I^2 + \left[(E_o^2 - U^2)^2 + 4 R P (E_o^2 - U^2) + 4 Z_s^2 P^2 \right] = 0 \quad (2.619)$$

Esta última, es una ecuación bicuadrada en I . Su representación son las curvas de figura 2.349, o sea, las llamadas "curvas V". Suponiendo $R = 0$;

$$X_B^2 I^4 + 2(E_O^2 + U^2) X_B^2 I^2 + (E_O^2 - U^2)^2 + 4 X_B^2 P^2 = 0 \quad (2.620)$$

Escribiendo en distinta forma;

$$\left| X_B^2 I^2 - (E_O^2 + U^2) \right|^2 = 4 E_O^2 U^2 - 4 X_B^2 P^2 \quad (2.621)$$

O también:

$$X_B^2 I^2 = (E_O^2 + U^2) \pm 2 \sqrt{U^2 E_O^2 - X_B^2 P^2} \quad (2.622)$$

Supongamos que el motor trabaja a vacío, y $P = 0$ en la (2.619);

$$Z_B^2 I^4 + 2(E_O^2 - U^2) Z_B^2 I^2 + (E_O^2 - U^2)^2 - 4 X_B^2 E_O^2 I^2 = 0 \quad (2.623)$$

Ordenando distinto;

$$\left| Z_B^2 I^2 + E_O^2 - U^2 \right|^2 - \left| 2 X_B I E_O \right|^2 = 0 \quad (2.624)$$

De las que resultan;

$$Z_B^2 I^2 + 2 X_B E_O I + E_O^2 = U^2 \quad (2.625a)$$

$$Z_B^2 I^2 - 2 X_B E_O I + E_O^2 = U^2 \quad (2.625b)$$

que son elipses que pasan por $E_O = U$; $I = 0$; $I = \frac{U}{Z_B}$

Si despreciamos la resistencia, se transforman en rectas:

$$X_B I = U - E_O \quad (2.626a)$$

$$X_B I = E_O - U \quad (2.626b)$$

$$X_B I = E_O + U \quad (2.626c)$$

La cuarta ecuación posible da valores negativos para I y no se considera. En todos los motores, la mayor potencia desarrollada ocurrirá cuando;

$$\frac{dP}{d\alpha} = \frac{U E_O}{Z_B} (-R \sin \alpha + X_B \cos \alpha) = 0 \quad (2.627)$$

acorde con la (2.584). Es lógico que;

$$\frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} = \frac{X_B}{R} \quad (2.628)$$

De aquí se deduce que:

$$\sin \alpha = \frac{X_B}{Z_B} \quad (2.629)$$

que reemplazando en la (2.582) nos suministra:

$$P_{max} = \frac{U E_O \left| \frac{R^2}{Z_B^2} + \frac{X_B^2}{Z_B^2} \right| - R E_O^2}{2 Z_B^2} = \frac{U E_O}{Z_B} - \frac{U E_O^2}{Z_B^2} \quad (2.630)$$

Esta es la máxima potencia posible con U , E , R y X_B constantes. Equivale a decir excitación E_O constante, ya que las otras magnitudes lo son por condición. Pero supongamos que variamos la excitación de tal forma, que logramos la mayor potencia posible. Con la (2.630) diferenciamos:

$$\frac{dP}{dE} = \frac{U}{Z_B} - \frac{2 R E_O}{Z_B^2} = 0 \quad (2.631)$$

$$E_O = \frac{U Z_B}{2 R} \quad (2.632)$$

Sustituyendo en (2.630);

$$P_{max} = \frac{U^2}{4 R} \quad (2.633)$$

todo para una fase. Muchas relaciones similares es posible obtener, inclusive para el motor a polos salientes, pero la mayoría sólo tienen interés teórico.

♦ 2.5.8.- ARRANQUE DEL MOTOR SINCRONICO.- Si el bobinado del estator de un motor sincrónico es conectado a una red trifásica - estando el rotor excitado y detenido - se crea un campo rotante. Los polos ficticios del campo rotante pasan sucesivamente frente a los polos del rotor con la velocidad de sincronismo. Para ser posible la puesta en marcha, los polos ficticios del campo rotante deben "enganchar" con los polos de rotor y establecer el vínculo. Pero el pasaje ocurre a una velocidad tal - en razón de estar rotor detenido - que es prácticamente imposible que esto ocurra.

El motor sincrónico no tiene por sí mismo, cupla suficiente como para ponerse en marcha y ni siquiera, para vencer las resistencias pasivas. Es necesario entonces, proveerlo de un sistema auxiliar de arranque.

Antiguamente, se lo llevaba hasta la velocidad de sincronismo por medio de un motor auxiliar acoplado al mismo eje y en esas condiciones, se lo sincronizaba con la red, de la misma forma que se hace con un alternador para hacerlo entrar en paralelo. Este sistema está casi descartado actualmente.

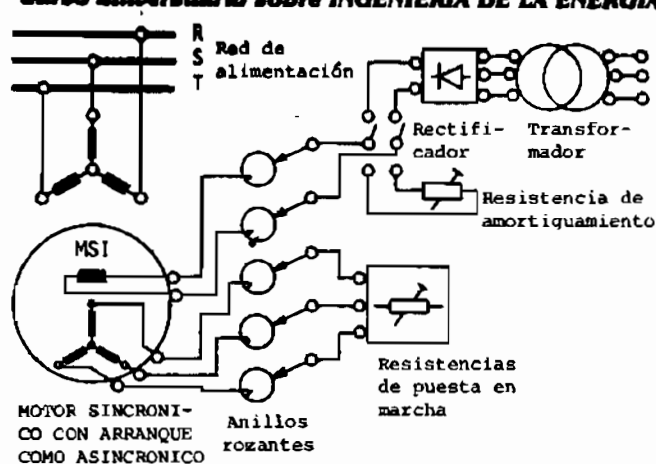


Fig. 2.351

fásico igual al de un motor asincrónico (que estudiaremos en el Capítulo 6 de este mismo tomo). Ello obliga a contar con tres anillos rozantes que conectan las bobinas del rotor a un conjunto de resistores variables, de arranque. Durante esa operación, el bobinado excitador se conecta a un resistor que actúa de amortiguador de las corrientes inducidas que se producen. Ya con velocidad (que es muy próxima a la de sincronismo), se conmuta el circuito del rotor y se alimenta desde el sistema de excitación. Allí aparecen las polaridades y el campo rotante "engancha" con el rotor. Las resistencias de puesta en marcha, dejan de jugar su papel y pueden desconectarse, aunque no es necesario.

El otro sistema de puesta en marcha lo vemos en figura 2.352. El motor está provisto de una jaula amortiguadora (figura 2.214), que en este caso, actúa como "jaula de arranque" similar a la de un motor asincrónico. Se conecta el

circuito del estator y una vez que el motor hizo su arranque como asincrónico (con velocidad muy próxima a la de sincronismo) se conecta la excitación, en este caso, sin escobillas. Existen otros sistemas que no explicaremos.

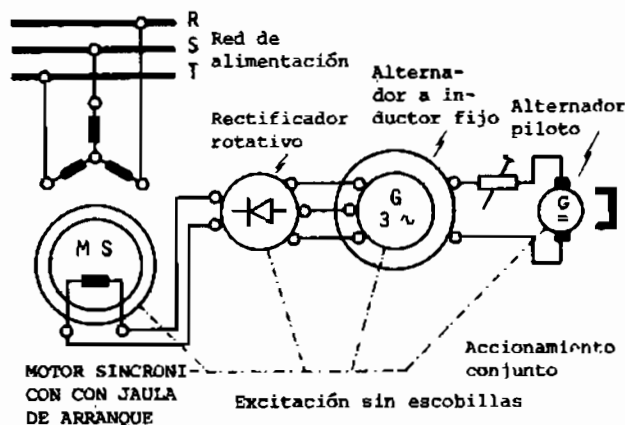


Fig. 2.352

Se han desarrollado diversos métodos de arranque. En figura 2.351 vemos la puesta en marcha por medio de un sistema auxiliar. El motor posee, en su rotor, dos sistemas: un conjunto de polos, para su función natural, más un bobinado auxiliar trifásico.

2.6.- MOTORES ASINCRONICOS TRIFASICOS

♦ 2.6.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR TRIFASICO A INDUCCION.-

El motor asincrónico trifásico a inducción es un mecanismo al cual ingresa energía eléctrica bajo la forma de un conjunto trifásico, que se convierte en energía mecánica bajo la forma de un movimiento giratorio de velocidad ligeramente variable con la carga aplicada al eje. Es la máquina más simple que se ha inventado para este fin, habiendo alcanzado un alto grado de perfeccionamiento y normalización.

Para explicar el principio de funcionamiento acudimos a la figura 2.353, que muestra el estator de un alternador. Procedemos de esta forma porque el estator de los motores a inducción trifásicos es similar al del alternador, lo mismo que los bobinados que ya estudiamos en el capítulo anterior 2.4.7.- Las pequeñas diferencias que se encuentran entre el estator de un motor trifásico asincrónico y el de un alternador, surgen de adecuados criterios de diseño y optimización para uno y otro caso, pero la base conceptual es la misma. Todo lo dicho para estatores de alternadores se puede hacer valer en motores asincrónicos trifásicos.

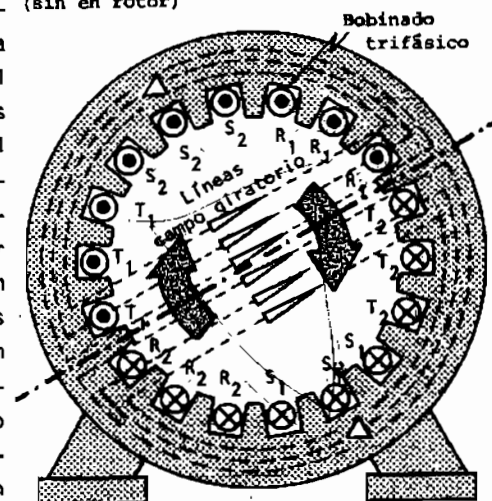


Fig. 2.353

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA
 ,incluyendo los bobinados y sus factores. Por lo tanto, el dibujo de la figura 2.353 es similar al de figura 2.240, o de figura 2.189, pero de distinto número de canaletas. A este estator, se le ha quitado el rotor en la figura 2.353, a fin de mostrar mejor el campo rotante que se produce, si al bobinado se le aplica un sistema de tensiones trifásicas perfectas. Las leyes de dicho campo rotante - si se desea - pueden verse en el tema 2.4.13.- anterior.

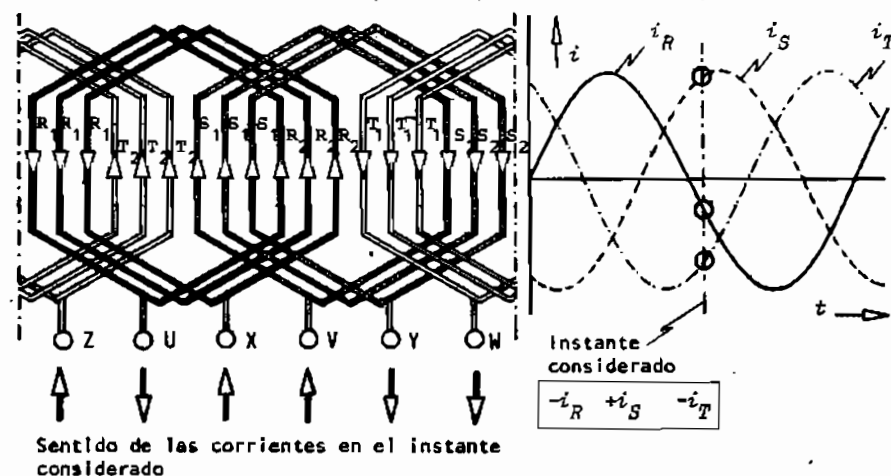


Fig. 2.354

Para ampliar mejor la explicación, acudimos a la figura 2.354, en que se ha dibujado el bobinado de la figura 2.353. A la derecha, se enseña la gráfica de las corrientes que circulan por sus conductores. Si se toma un instante dado, en ese instante las corrientes tendrán un valor. Traslado ese valor al bobinado (parte izquierda del dibujo), podemos ver los sentidos que en ese instante tienen las corrientes en el mismo. Observamos que se agrupan en dos sentidos, hacia arriba y hacia abajo en sectores bien definidos. Esa distribución deja perfectamente definidos los dos polos del campo rotante, como señala la figura 2.353. A medida que pasa el tiempo (y puede hacerse el ejercicio) los grupos de corrientes de igual sentido se van desplazando, lo que es otro camino para mostrar objetivamente la existencia del campo rotante producido por un bobinado trifásico.

Como se desprende de la fórmula (2.11), y también de la (2.319), la velocidad de ese campo vendrá dada por la expresión:

$$N_s = \frac{60 f}{p} \quad (2.634)$$

La velocidad de la (2.634) se llama *velocidad sinorónica*, o simplemente, *velocidad del campo rotante*.

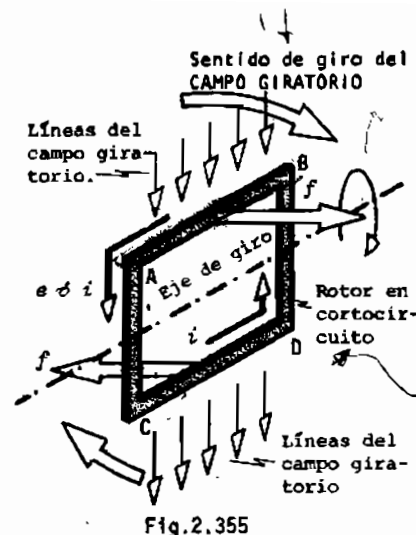


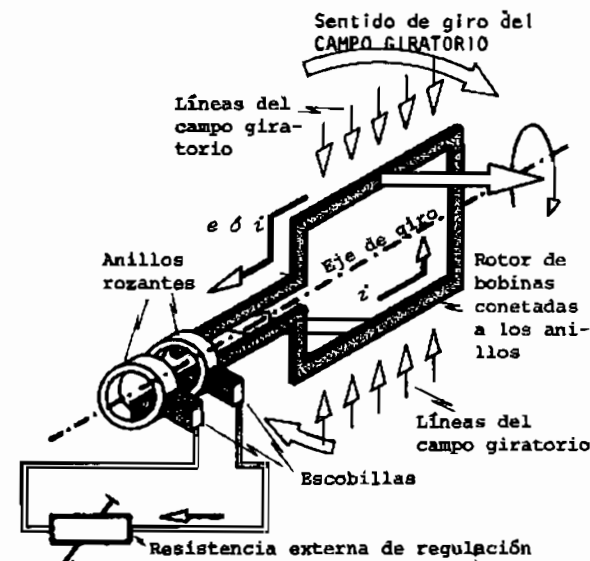
Fig. 2.355

LIBRO III: MAQUINAS
 Supongamos ahora que en el espacio atravesado por el campo rotante, colocamos un conductor rectangular cerrado sobre sí mismo, o sea, eléctricamente en corto circuito y vinculado mecánicamente a un eje coincidente con el eje del estator. En figura 2.355 hemos dibujado este conjunto y al campo rotante lo hemos representado por medio de algunas de sus líneas. Dentro del área encerrada por esta espira en corto circuito, el flujo magnético estará variando a causa de que el campo giratorio cambia constantemente de dirección. Esta variación de flujo ocasiona una fuerza electromotriz inducida, y

como la espira constituye un circuito cerrado, se forma una corriente. El sentido de esa corriente inducida se determina fácilmente recordando la regla de la mano derecha, teniendo en cuenta los sentidos relativos del movimiento. Por ejemplo, si tomamos el tramo AB de la espira y consideramos por el momento a la espira quieta, el campo tiene líneas que van de izquierda a derecha en el dibujo. Esto equivale a que, si el campo estuviese quieto, el conductor se movería respecto a él, de derecha a izquierda. Considerándolo así, y acordándonos de los sentidos de figura 2.12, como el campo va de arriba hacia abajo, y el conductor de derecha a izquierda, la fuerza electromotriz inducida se produce de atrás hacia adelante, hacia el observador. En el tramo inferior CD de la espira, como el sentido de movimiento relativo es opuesto, las cosas ocurren al revés. En los tramos AC y DB no hay fuerza electromotriz inducida, porque esos trozos no "cortan" líneas de campo, y se mueven en un plano concordante con las líneas. Como el circuito es cerrado, las fuerzas electromotrices producidas en los dos lados activos se suman, y producen una corriente cuyo sentido se ha indicado en el dibujo con i , concordante con e . Si ahora pensamos que esos dos conductores, los AB y CD están dentro de un campo magnético (el del campo rotante), debemos tener en cuenta la aparición de sendas fuerzas del tipo que se estudiaron en figura 2.14, cuyo sentido se determina fácilmente con ayuda de regla de mano izquierda. En la figura 2.355 se pueden ver esas fuerzas mecánicas aplicadas a cada lado activo, y se puede apreciar que forman una *cupla*. Es importante mostrar que la *cupla* formada tiende a llevar la espira en la misma dirección de giro que el campo rotante. Vale decir, hay una tendencia de la espira a acompañar al campo, asunto que tiene perfecta explicación desde el punto de vista físico. Al producirse una variación del

flujo dentro de la bobina, por inercia, la espira tiende a conservar su estado, es decir, a girar para evitar la variación de flujo. Por el principio de acción y reacción, la espira al tender a girar, tiende a conservar su configuración de carácter electromagnético inicial.

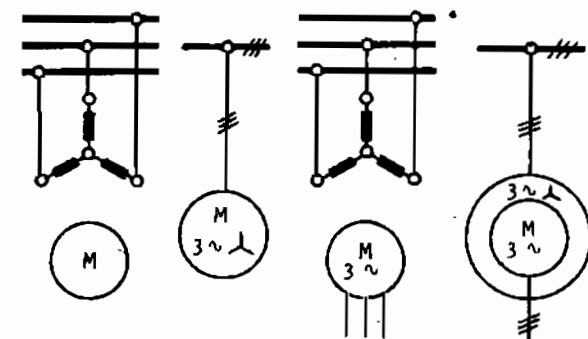
Este esquema elemental de figura 2.355 sirve para comprender el principio de funcionamiento del MOTOR ASINCRONICO CON ROTOR EN CORTO CIRCUITO. Pero con



por medio del resistor exterior al motor, es posible regular adecuadamente la corriente inducida y con ello, la cupla, modificando su comportamiento. Este

ayuda de la figura 2.356, mostraremos los mismos efectos, con un rotor de construcción diferente. La espira del caso anterior está ahora abierta y sus terminales llegan a dos anillos rozantes como los de un alternador. Ver figura 2.217. Desde las escobillas parten conductores que vinculan a la espira con un resistor variable a voluntad. Con esta espira ocurre exactamente lo mismo que en el caso de la espira en corto circuito, salvo que

SÍMBOLOS Conforme Normas Argentinas IRAM 2010



Motor con rotor jaula (en cortocircuito)

Motor con rotor bobinado (con anillos)

Fig. 2.357

170

2.6.2.- RESBALAMIENTO.- Para los dos ejemplos que terminamos de explicar - que corresponden a las dos formas constructivas de estos motores - es posible verificar que si el rotor llegase a girar con la misma velocidad que el campo rotante, es decir, si el rotor alcanzase la velocidad sincrónica N_s , no habría variación de flujo en la espira, no habría fuerza electromotriz inducida, no habría corriente, no habría fuerza mecánica y consecuentemente no habría cupla y movimiento. En esas supuestas condiciones, el rotor tendería a detenerse, disminuyendo su velocidad. Pero al hacerlo así, se produciría una diferencia de velocidad entre el campo rotante y el rotor, lo que daría lugar a una fuerza electromotriz inducida y consecuentemente una cupla. Por lo tanto, la base de la existencia de la cupla motora es la diferencia de velocidad entre el campo rotante y el rotor, la que expresada en porciento es;

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad \text{Vel. rotor} \quad (2.635)$$

Con N se ha señalado la velocidad del rotor y a la diferencia s se la llama resbalamiento. La esencia de la cupla es entonces;

$$N_s > N \quad \text{Vel. rotor} \quad (2.636)$$

En base a las anteriores se deducen expresiones útiles.

$$N = N_s - s N_s = N_s (1 - s) = \frac{60 f}{p} (1 - s) \quad (2.637)$$

Llamando velocidad relativa a la diferencia tenemos:

$$N_R = N_s - N = s N_s = \frac{60 f}{p} s \quad (2.638)$$

En estas últimas expresiones f es la frecuencia de la red y p es el número de pares de polos del bobinado del estator, cifra que depende de la forma constructiva del mismo, en la misma que se vio para alternadores, en el capítulo 2.4.7.-. El resbalamiento de la (2.635) puede tomar una gama de valores, conforme diversas exigencias de operación de los motores. En los motores con rotor en corto circuito puede oscilar entre el 1% y el 15% y en los de rotor bobinado, es variable, pudiendo en algunos casos llegar al 50%.

Podemos observar con ayuda de la (2.635) que si el rotor alcanza la velocidad de sincronismo, el resbalamiento vale;

$$N = N_s \implies s = 0 \quad (2.639a)$$

En el otro extremo de la situación, si el rotor está detenido:

$$N = 0 \quad \text{---} \quad s = 1 \quad (2.639b)$$

Concluimos afirmando que, para que exista cupla en estos motores, es menester que la velocidad del rotor sea inferior a la de sincronismo del campo rotante y por ello se los llama *asíncronos*, en contraposición con los estudiados en el capítulo anterior, que son de velocidad rigurosamente constante.

♦ 2.6.3.- LOS ROTORES DE USO PRACTICO.- En el modelo de rotor a corto circuito visto en figura 2.355, sólo hay una espira actuante. Es el caso más elemental. Pero para un mejor aprovechamiento del espacio, en los rotores de este tipo se colocan varias espiras en corto circuito y cada una de ellas contribuye con su cupla.

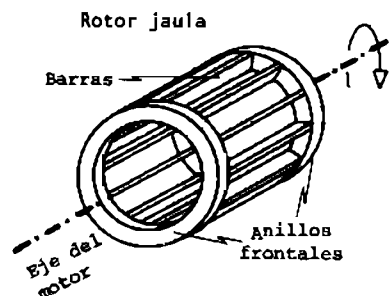


Fig. 2.358

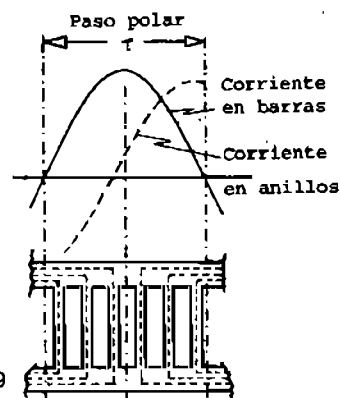


Fig. 2.359

Por lo tanto, la parte activa de un rotor en corto circuito presenta el aspecto de la figura 2.358. Se trata de una serie de barras de material conductor, cobre o aluminio, unidas por dos anillos frontales. Una barra cualquiera junto con la diametralmente opuesta, forman con los anillos frontales, una espira. Cada par de barras, constituye entonces una espira como la de la figura 2.355. En la figura 2.359 vemos desarrollado en planta el mismo dibujo de la figura anterior, marcando las corrientes inducidas y en la parte superior del dibujo la representación de las corrientes en las barras y en los anillos. En el párrafo destinado a los aspectos constructivos, se harán más explicaciones sobre la forma de sustentar estas barras y la estructura general del rotor y su eje.

De igual manera, el motor con rotor bobinado no tiene una sola espira, porque sería poco útil. Los rotores bobinados están constituidos por medio de tres

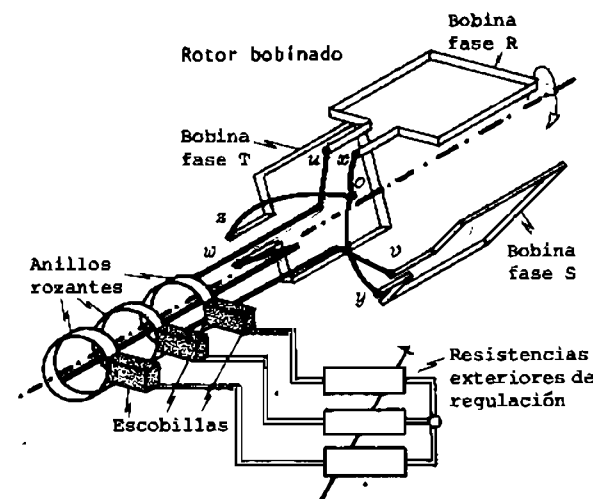


Fig. 2.360

en forma conjunta.

♦ 2.6.4.- PRINCIPALES ASPECTOS CONSTRUCTIVOS.- El motor trifásico a inducción es, en la actualidad, el más empleado. Por esta causa, se ha desarrollado en forma muy completa y todos sus aspectos han merecido mucha atención por parte de los organismos encargados de las normalizaciones. Su construcción se

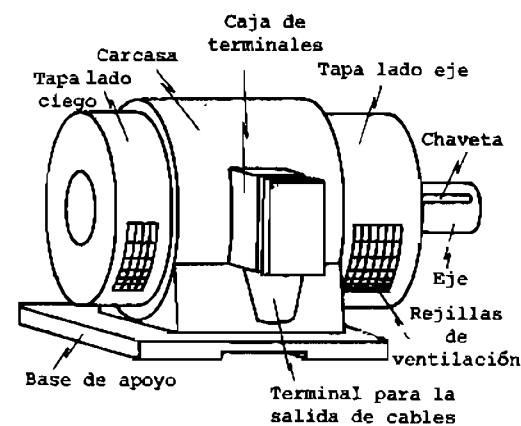


Fig. 2.361

ha perfeccionado sostenidamente, y en la figura 2.361 podemos ver el aspecto exterior de uno de los modelos corrientes. En la figura se han marcado sus principales componentes, con lo que estamos mostrando también la nomenclatura corriente. En la figura siguiente, la 2.362 de la página que sigue, muestra un corte muy esquemático del motor con rotor en corto circuito, o rotor jaula. Ya puede observarse que en uno de los extremos, existe un ventilador, que tomando aire por el extremo izquierdo, por las rejillas de ventilación, lo impulsa por el entrehierro y todos los canales existentes y lo expulsa por el otro extremo. Los cojinetes para los motores trifásicos a inducción, son por lo regular a esferas y también, a rodillos en casos importantes.

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

El circuito magnético de estas máquinas está compuesto por el estator, el rotor y el entrehierro. El estator está construido con criterios análogos al caso de los alternadores. No obstante, en los motores asincrónicos, se cuida mucho que el entrehierro sea lo más reducido posible, debido a que ésta es la parte del circuito magnético que ocasiona la mayor parte de la corriente de excitación necesaria, y que en el caso de los moto-

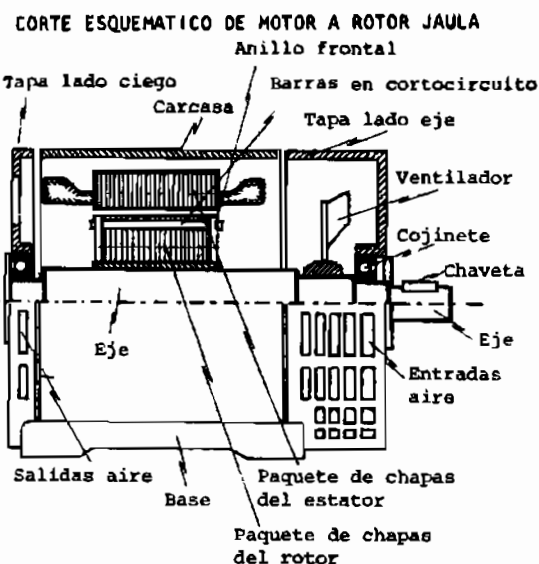


Fig. 2.362

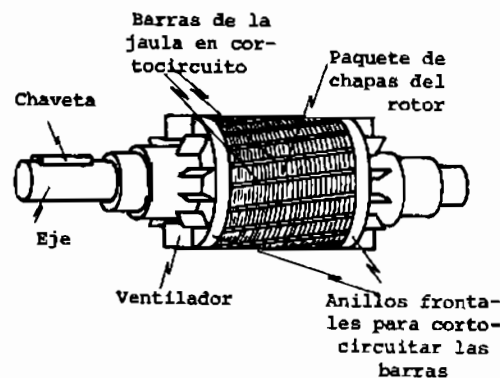


Fig. 2.363

que los alternadores se fabrican en pequeñas series y aún más, algunos se fabrican por unidades aisladas. En cambio, los motores asincrónicos trifásicos, se fabrican en grandes series, por lo que se procura unificarlos en los métodos de producción, por razones industriales. Los bobinados se fabrican en grandes series normalizadas y con máquinas muy automatizadas. Por ello, es posible ver algunos apartamientos de las reglas clásicas, en procura de la simplicidad, no sólo en la elaboración de bobinas, sino también en cuanto a su colocación en las ranuras del estator y en su fijación. Las carcasas se suelen hacer de acero o de metales ligeros fundidos. En cuanto al rotor en corto circuito, la figura 2.363 nos da una idea. En un paquete de chapas magnéticas, con sus ranuras, se colocan barras de cobre, las que se sueldan a los

res, es la corriente a vacío. Los estatores se construyen con chapa de hierro de poco contenido de silicio. Estas chapas se unen de muy diversas formas formando el "paquete magnético" y son cortadas con matrices, para su producción en serie. Las diferencias con relación a los alternadores, son producto de requerimientos de la fabricación en serie. No olvidemos

anillos frontales. En algunos casos, se remachan. En los motores de poca potencia, la jaula se hace de aluminio fundido, en forma tal que los extremos sobresalgan en forma de aletas, para formar el ventilador. La función del aluminio logra en una sola operación, las barras, los anillos frontales y el ventilador. El conjunto se arma con tapas en forma parecida a los alternadores de tamaño pequeño. En una de las tapas está el portacojinete.

Con relación a los motores con rotor bobinado, por lo regular de mayor potencia, su tecnología se puede apreciar en el esquema de la figura 2.364. En la figura 2.365 vemos el rotor propiamente dicho. En figura 2.366 dibujamos una

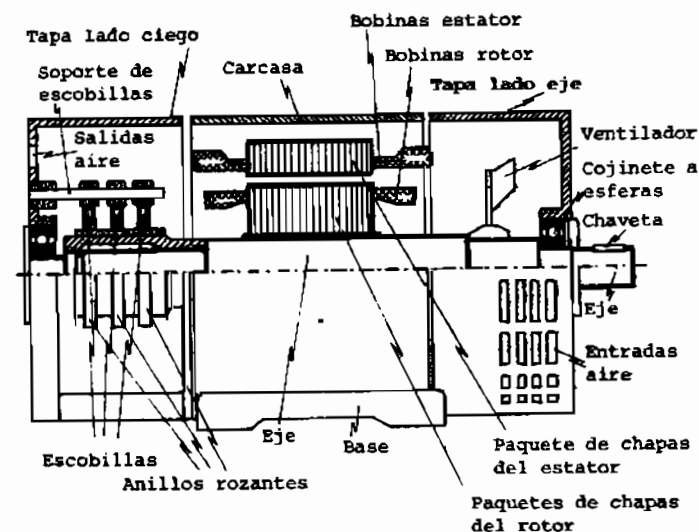
CORTE ESQUEMATICO DE MOTOR A ROTOR BOBINADO

Fig. 2.364

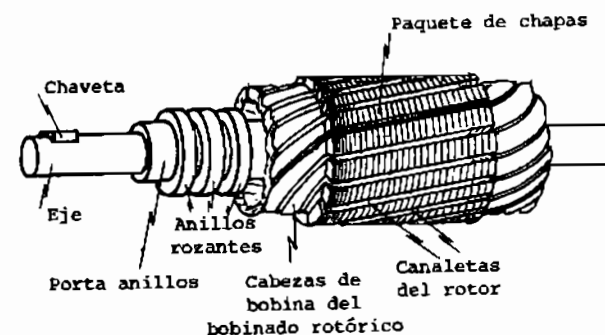


Fig. 2.365



Fig. 2.366

caja conteniendo los tres resistores de regulación, que pueden estar en baño de aceite para mejor refrigeración, o en aire, como en figura 1.18 del Tomo I de

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA
esta obra. El accionamiento de estos resistores puede ser manual, o en forma automática, y siguiendo criterios que más adelante se examinarán.

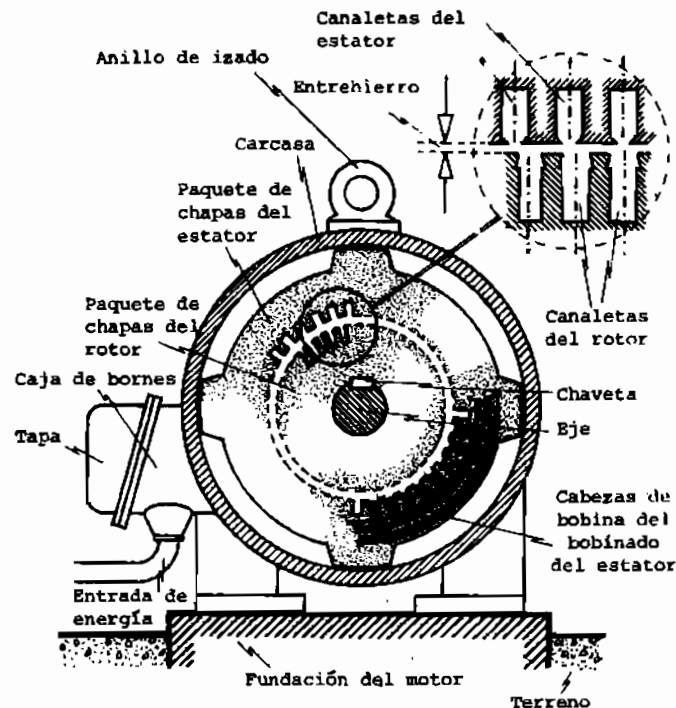


Fig. 2.367

En la figura 2.367 mostramos un corte general por un plano normal al eje de giro, mostrando la disposición general de los componentes. Debe observarse que en la parte superior derecha, el detalle de las canaletas muestra la no concor-

ALGUNOS TIPOS DE CANALETAS DE ESTATOR



Fig. 2.368

ALGUNOS TIPOS DE CANALETAS DE ROTOR

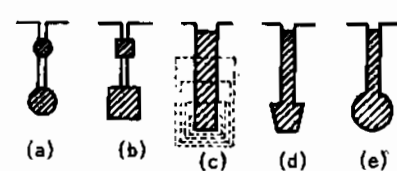


Fig. 2.369

dancia de las ranuras del estator con las del rotor. Esto no es casual. Se procura esa diferencia, para disminuir las vibraciones en marcha y ciertas cuplas parásitas que suelen aparecer. A su vez, las ranuras del rotor no siguen una línea paralela con el eje, como muestra la figura 2.363 y 2.365, lo que la experiencia ha mostrado, mejora la estabilidad de la marcha y disminuye el ruido.

ALGUNOS TIPOS CONSTRUCTIVOS DE MOTORES

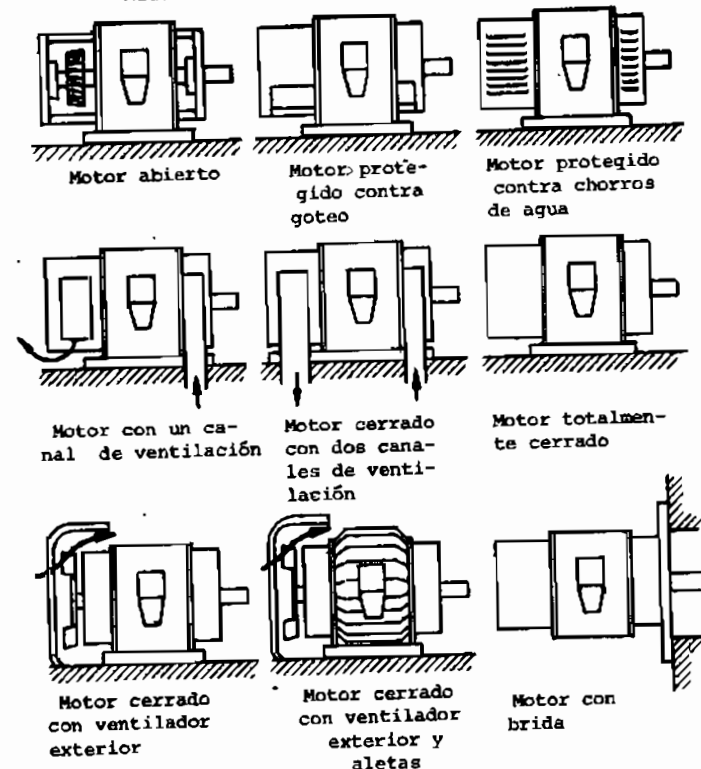


Fig. 2.370

Las normas argentinas e internacionales han clasificado a los motores por su forma de construcción exterior, con miras a permitir una eficiente evacuación del calor producido por las pérdidas y proteger a la máquina conforme el lugar y condiciones en que ha de ser instalada. En figura 2.370 hemos dibujado en forma muy esquemática nueve tipos constructivos, mostrando con flechas negras el camino del aire de ventilación. Este cuadro no es completo, si bien contempla los tipos más corrientes que se fabrican en nuestro país. Con relación a los anillos rozantes de que están provistos los motores con rotor bobinado, vale lo dicho para los alternadores. La tensión de ejercicio es baja, lo que facilita la aislación por medio de un portaanillos como el que se enseña en figura 2.365. En las figuras 2.368 y 2.369 se han dibujado diversos tipos de ranuras de estator. Las canaletas, en cambio, responden a formas más complicadas, por razones que se explicarán al estudiar el arranque de estos motores. La canaletas del rotor, son por lo regular, "profundas".

♦ 2.6.5. **CONEXIONES.** El estator de los motores asincrónicos trifásicos a inducción se conecta, habitualmente, en estrella. Esto no quita que pueda conectarse en triángulo, pero es un caso menos frecuente, salvo en un arranque que se explicará más adelante. Por esta razón, no es de extrañar que en muchos esquemas lo dibujemos así conectado.

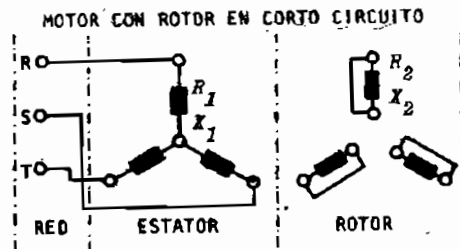


Fig. 2.371

En la figura 2.371 tenemos el esquema de un motor asincrónico con rotor en cortocircuito. El estator está en estrella por lo que dijimos. Para el rotor, siendo un conjunto de barras cortocircuitadas por los anillos frontales, resulta difícil adoptar una forma de conexión convencional. Por ello se ha admitido, como simple costumbre, dibujarlo como si se tratase de tres fases, cada una de ellas en corto circuito. Esta suposición no invalida toda la teoría que se desarrollará y es la que se usa.

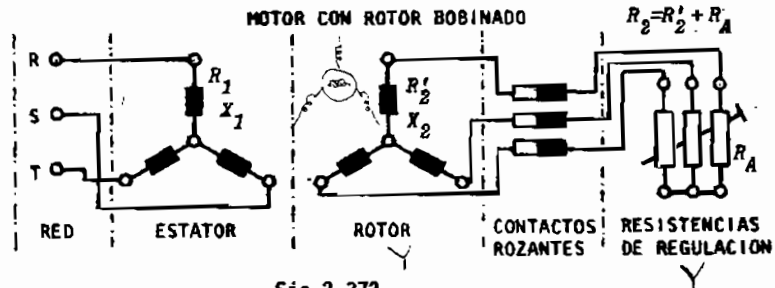
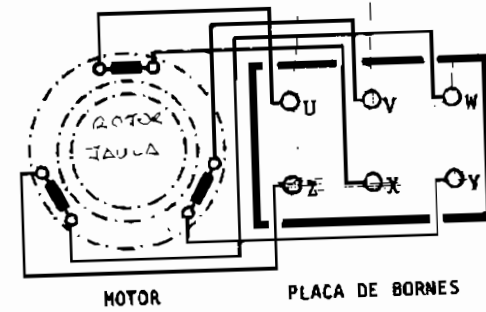


Fig. 2.372

En el caso del motor con rotor bobinado, la identificación de los circuitos no presenta inconvenientes como indica figura 2.372. Es de acotar que, sea el dibujo de figura 2.371 como el de figura 2.372, empezamos a notar una semejanza con el transformador, si los tratamos fase por fase.

Como ya se vio en la figura 2.361, todo motor tiene una caja terminal para la conexión del motor a la red. Esa caja encierra lo que habitualmente se llama *placa de bornes*, que es lugar en donde están los terminales del circuito interno. Entre esos y los bobinados, existen las correspondientes conexiones. En las figuras 2.373 y 2.374 presentamos los esquemas de conexiones. Las letras adoptadas son las normalizadas, lo que facilita la interpretación en el momento de hacer las conexiones o para cambios o reparaciones.



MOTOR

PLACA DE BORNES

Fig. 2.373 tienen los bobinados de cada fase. Si repasamos figuras como las 2.239 ; 2.243 ; 2.245 ; 2.246 ; 2.247 y 2.248, apreciamos que entre cada par de terminales, son varias las bobinas, que pueden estar en serie o no, en el estator. En la figura 2.374 vemos el caso de un motor trifásico asincrónico con rotor bobinado. Hay un juego de terminales para el estator y otro juego para el rotor. Se entiende que el rotor

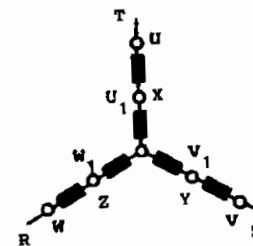
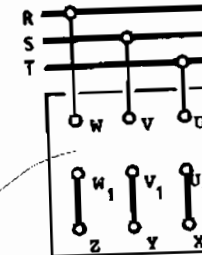


Fig. 2.375

está en estrella, no necesitándose el neutro.

En la figura 2.375 vemos la placa de bornes de un motor trifásico asincrónico con rotor jaula, pero con el estator con cada fase dividida en dos partes, que están en serie. En el caso de la figura 2.376 se han conectado esas partes en paralelo. Con este artificio, se puede variar la velocidad, como veremos oportunamente. Estos motores *conmutables* tienen placa de 9 bornes.

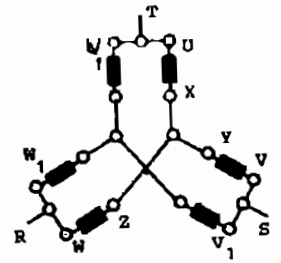
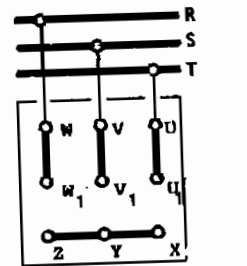


Fig. 2.376

En la figura 2.373 tenemos un motor trifásico asincrónico con rotor jaula. Existen tres fases en el estator de terminales U V W, que son los *principios de fase*. Los terminales X Y Z son los *finales de fase*, denominación puramente convencional. Internamente, entre U y X, V y Y, W y Z se

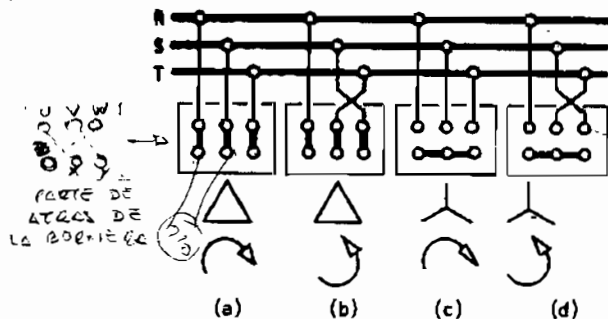


Fig. 2.377

Se habrá notado en figuras 2.373 y 2.374, que los principios de fase U, V, W no están alineados con sus respectivos finales de fase X, Y, Z, lo que es llamativo. Esto no es casual y se hace para lograr una fácil conexión de los terminales en la configuración triángulo. Para mostrarlo, haremos una serie de conexiones típicas en figura 2.377. En (a) la máquina está en triángulo y girando hacia la derecha. En (b), en triángulo girando hacia la izquierda, ya que se han conmutado dos fases cualesquiera, con lo que se ha invertido la secuencia de alimentación. Recuérdese lo dicho en párrafo 1.6.2.- del Tomo I "Circuitos" de esta colección. Al cambiar la secuencia de la terna de alimentación, hemos invertido el sentido de giro del campo rotante y por lo tanto, el sentido de la cupla motora. Por lo tanto, se puede afirmar que permutando dos cualesquiera de los conductores de alimentación a un motor, se logra cambiar el sentido de giro del mismo. En la (c) tenemos el mismo motor en estrella, hacia la derecha y en (d) estrella hacia la izquierda. También se nota que, la disposición de los seis terminales U, V, W, X, Y, Z en figuras 2.373 y 2.374 está hecha conservando igual distancia física, para permitir, con planchuelas normalizadas de igual forma y tamaño, hacer la conexión estrella o triángulo indistintamente. En figura 2.378 tenemos la conexión de un motor trifásico asíncrono a inducción con rotor bobinado, al que se le pueden aplicar iguales criterios.

Veamos ahora otro detalle de suma importancia en materia conexiones. Si un motor ha sido concebido para trabajar con una tensión de fase de 220 Volt, es evidente que se lo puede conectar de las dos siguientes formas:

- # En TRIANGULO a una red de 3 x 220 Volt
- # En ESTRELLA a una red de 3 x 380 Volt

Esto puede comprenderse mejor repasando el párrafo 1.6.3.- del Tomo I "Circuitos" de esta obra. Por lo tanto, todo motor que en su placa de bornes ten-

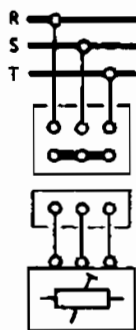


Fig. 2.378

ga 6 terminales, se lo puede conectar en estrella o en triángulo, y conforme a ello, ^{surte} la red a la que se lo debe acoplar. Pongamos dos ejemplos.

Motor que en la placa de características indica: 220/380 Volt

- Triángulo a red de 3 x 220 Volt
- Estrella a red de 3 x 380 Volt

Motor que en su placa de características indica: 380/660 Volt

- Triángulo a red de 3 x 380 Volt
- Estrella a red de 3 x 660 Volt

Si bien las redes de 3 x 660 no son habituales, se construyen motores para la tensión 380/660 Volt en razón de que, para muchos usos, al motor se lo hace arrancar en estrella, pasándose luego a triángulo. Esto se verá en detalle al tratar los métodos de arranque.

♦ 2.6.6.- ANALISIS DEL FUNCIONAMIENTO.- En base a las figuras 2.371 y 2.372, vemos que cada fase del motor trifásico asíncrono a inducción, es posible tratarla como si fuese un transformador. Hay una evidente correlación entre lo que pasa en cada fase del estator y lo que ocurre en su correspondiente del rotor. El estator actúa como primario y el rotor como secundario. Pero existe una diferencia en esta analogía y es que el primario y el secundario están entre sí, en movimiento relativo. Esta nueva circunstancia se puede tener en cuenta fácilmente con ayuda del resbalamiento que hemos definido en la fórmula (2.635).

Si el motor está detenido, o como se dice, bloqueado, impedido de girar por algún medio ajeno al mismo, la frecuencia de las corrientes inducidas en cada fase del rotor será la misma que la frecuencia de cada fase del estator, que recordando la (2.634) podemos expresar:

$$\square \text{ Para rotor bloqueado } N = 0 \rightarrow f_2 = f_1 = \frac{N_s p}{60} \quad (2.640)$$

Si el rotor está en marcha normal, la frecuencia de las corrientes inducidas será función de la diferencia de velocidades entre el campo rotante y el rotor, o sea, de la velocidad relativa, por lo que podemos expresar:

$$\square \text{ Para motor en marcha } N_s > N > 0 \rightarrow f_2 = \frac{N_s p}{60} - \frac{N p}{60} = f_1 s \quad (2.641)$$

Admitiremos a lo largo del estudio que sigue, que trabajamos con un motor a rotor bobinado, cuya resistencia rotórica por fase es perfectamente medible y conocida. En los motores con rotor en corto circuito, con jaula, esto no es tan claro, como resulta fácil comprender recordando la figura 2.358. No obstante,

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

vamos a admitir en los desarrollos que siguen, que en el caso del rotor jaula existe por fase un valor de resistencia concreto. Esto último se comprenderá mejor, cuando avancemos en el estudio de la teoría. Por ahora, pedimos que sea admitido.

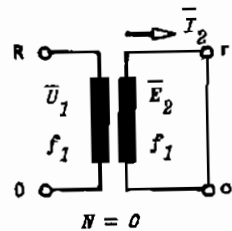


Fig. 2.379

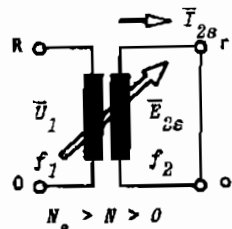


Fig. 2.380

La frecuencia de las corrientes inducidas en el rotor durante el funcionamiento normal, resulta función del resbalamiento, cosa muy lógica si se recuerda que hay un movimiento relativo entre primario y secundario, como los hemos llamado. Vemos en la figura 2.379 el circuito de una fase del motor, estando el rotor impedido de girar, es decir, bloqueado, y en la figura 2.380, el mismo motor pero en marcha a una velocidad genérica cualquiera, caracterizada por su resbalamiento s . En el primer caso, la frecuencia del estator es igual a la del rotor, o sea, resumimos del siguiente modo:

$$\square \text{ Rotor bloqueado } f_2 = f_1 \quad (2.642)$$

$$f_2 = \frac{N_s P}{60} \quad (2.643)$$

En esas condiciones, en cada fase del rotor (secundario) se induce una fuerza electromotriz que se puede determinar con la (2.337):

$$\bar{E}_2 = -j 2,22 k_r k_d Z_f f_1 \bar{\phi} \quad (2.644)$$

donde los factores son los correspondientes al bobinado del rotor, con los mismos alcances que lo visto en alternadores. El flujo $\bar{\phi}$, es el del campo rotante del estator, que en este caso actúa como primario. Para esta forma tal particular de funcionamiento (bloqueado), cada fase del bobinado rotórico, o secundario, presentará una cierta reactancia por los inevitables efectos de la dispersión y valdrá:

$$X_2 = 2 \pi f_1 L_2' \quad \text{Reactancia inducida} \quad (2.645)$$

$\square$ Rotor en marcha normal

$$f_2 = s f_1 \quad (2.646)$$

$$f_2 = \frac{N_s P}{60} s \quad (2.647)$$

La fuerza electromotriz que se inducirá cuando el primario y el secundario se encuentren en movimiento relativo, se podrá determinar con:

$$\bar{E}_{2g} = -j 2,22 k_r k_d Z_f s f_1 \bar{\phi} \quad (2.648)$$

A su vez, al variar la frecuencia, la reactancia de dispersión de cada fase del rotor, tendrá por expresión:

$$X_{2s} = 2 \pi s f_1 L_2' \quad (2.649)$$

Combinando las (2.644) con (2.648), y (2.645) con (2.649) sacamos:

$$\bar{E}_{2s} = s \bar{E}_2 \quad \text{En vacío } s \text{ es de poco valor} \quad (2.650)$$

$$X_{2s} = s X_2 \quad \therefore X_2 \downarrow \text{ y } \cos \phi \downarrow \quad (2.651)$$

Tenemos ahora la fuerza electromotriz inducida en cada fase del rotor para cualquier velocidad caracterizada por el resbalamiento s e igualmente, la reactancia de dispersión de cada fase del rotor, para toda velocidad. La impedancia de cada fase del rotor, para una velocidad genérica cualquiera será:

$$\bar{Z}_{2s} = R_2 + j X_{2s} = R_2 + j s X_2 \quad (2.652)$$

Por lo tanto, la corriente que circula por una fase del rotor, en marcha, es:

$$\bar{I}_{2s} = \frac{\bar{E}_{2s}}{\bar{Z}_{2s}} = \frac{s \bar{E}_2}{s \left[\frac{R_2}{s} + j X_2 \right]} = \frac{\bar{E}_2}{\frac{R_2}{s} + j X_2} \quad (2.653)$$

O finalmente:

$$\bar{I}_{2s} = \frac{E_2}{\left[R_2 + j X_2 \right] + \left[\frac{R_2}{s} - R_2 \right]} \quad (2.654)$$

Observemos que el rotor se comporta como si tuviese una cierta resistencia ficticia de carga R_c , cuyo valor es:

$$R_c = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2 \frac{1-s}{s} \quad (2.655)$$

O sea, la expresión final de la corriente rotórica, por fase es:

$$\bar{I}_{2s} = \frac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_2 + R_c} \quad (2.656)$$

En la figura 2.381 tenemos el mismo circuito que el de la figura 2.380, pero modificado conforme estas conclusiones.

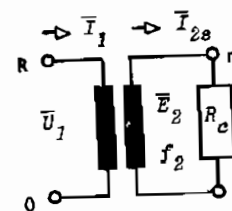


Fig. 2.381

20 ♦ 2.6.7.- CIRCUITO EQUIVALENTE.- Aceptada la analogía con el transformador que terminamos de emplear y admitiendo que el número de espiras del bobinado de una fase del estator N_1 es igual al número de espiras del bobinado de una fase del rotor N_2 , o sea que la relación de espiras es $k = 1$ (suposición que es aceptable en la mayor parte de los casos prácticos), podemos dibujar el circuito equivalente en la figura 2.382 que se corresponde con el la fórmula (2.653). En vez, el de la figura 2.383 se corresponde con el de figura 2.381. En general tomaremos $N_1 = N_2$ y $k = 1$. Para los casos en que $N_1 \neq N_2$ en vez de los valores R_2 y X_2 tomaremos R_{21} y X_{21} , como en los transformadores, o sea, valores del rotor, referidos al estator. Hay sin embargo, una diferencia práctica importante en la analogía con el transformador y es en lo que respecta al brazo de excitación. En el motor trifásico a inducción, el circuito magnético

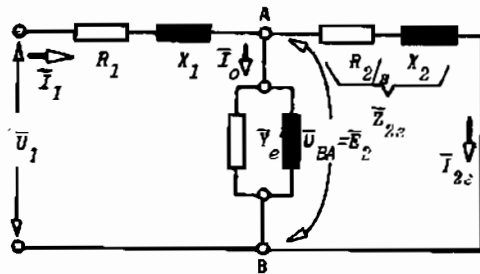


Fig. 2.382

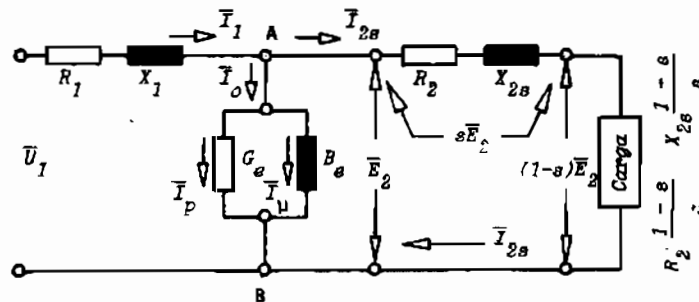


Fig. 2.383

co tiene entrehierro (espacio de aire entre rotor y estator), lo que origina una corriente de excitación $\bar{I}_0$ comparativamente mucho más importante que en el caso de un transformador de equivalentes características. Al circuito de figura 2.382 lo podemos transformar en el circuito de la figura 2.383, tomando la fuerza electromotriz $\bar{E}_2$ y repartiéndola en dos:

$$s \bar{E}_2 \text{ y } (1-s) \bar{E}_2 \quad (2.657)$$

Del circuito establecemos:

$$s \bar{E}_2 = \bar{I}_{2s} (R_2 + j s X_2) = \bar{I}_{2s} (R_2 + j X_{2s}) \quad (2.658)$$

$$\bar{E}_2 = \bar{I}_{2s} \left[\frac{R_2}{s} + j \frac{X_{2s}}{s} \right] \quad (2.659)$$

Multiplicando por $(1-s)$ nos sale:

$$(1-s) \bar{E}_2 = \bar{I}_{2s} \left[R_2 \frac{1-s}{s} + j X_{2s} \frac{1-s}{s} \right] \quad (2.660)$$

Véase que el término resistivo, es el mismo que la (2.655), que es la resistencia ficticia que representa a un tercio de la carga mecánica. Es evidente:

$$(1-s) \bar{E}_2 = \bar{I}_{2s} \bar{Z}_c \quad (2.661)$$

donde $\bar{Z}_c$ es la impedancia equivalente a la carga.

♦ 2.6.8.- POTENCIA Y CUPLA.- Volviendo a la figura 2.381, conforme hemos visto en la fórmula (2.655), la resistencia R_c debemos aceptar que representa a la carga, o sea, a la carga mecánica. En consecuencia, la potencia desarrollada en el resistor imaginario R_c es representativa de la potencia desarrollada en la carga mecánica, para una fase. Esa potencia mecánica se convierte en la potencia útil P_u y las pérdidas mecánicas p_m , es decir:

$$P_m = 3 R_2 \frac{1-s}{s} I_{2s}^2 = P_u + p_m \quad (2.662)$$

Reemplazando en esta última la (2.653) en módulo, nos sale:

$$P_m = \frac{3 E_2^2}{\left[\frac{R_2}{s} \right]^2 + X_2^2} \left[\frac{1-s}{s} \right] R_2 = \frac{3 E_2^2 (1-s) R_2}{s \left[\left[\frac{R_2}{s} \right]^2 + X_2^2 \right]} \quad (2.663)$$

Despejando la cupla de la (2.42) adaptamos de la siguiente forma:

$$C_m = 0,975 \frac{P_m}{N} = \frac{3 \times 0,975 R_2 E_2^2}{N \left[\left[\frac{R_2}{s} \right]^2 + X_2^2 \right]} \left[\frac{1-s}{s} \right] \quad (2.664)$$

De la (2.637) obtenemos N , que reemplazamos inmediatamente obteniendo:

$$C_m = \frac{3 \times 0,975 R_2 E_2^2 (1-s)}{s \left[\left[\frac{R_2}{s} \right]^2 + X_2^2 \right]} \frac{1}{\frac{60 f}{p} (1-s)} \quad (2.665)$$

Simplificando un poco, para poner en evidencia particularidades que nos han de interesar más adelante;

$$C_m = K \frac{p E_2^2}{f} \frac{s R_2}{R_2^2 + X_2^2 s^2} = C_u + C_m \quad (2.666)$$

que como se ve, es la *cupla útil* C_u más la *cupla pasiva* para vencer las resistencias mecánicas p_m . La constante K reúne los factores numéricos, y la primer fracción con p , E y f , reúne los elementos constantes, o prácticamente constantes. La segunda fracción observamos que involucra a la variable independiente s que en otra escala es la velocidad de giro N , a la resistencia de una fase del rotor R_2 que puede regularse como se indicó en figura 2.372 y la inductancia de dispersión del bobinado rotórico por fase X_2 que es una cantidad que puede medirse. En párrafos siguientes se verá la forma de la curva representativa de la función $C_m = f(s)$, que es de utilidad.

♦ 2.6.9.- CIRCUITO EQUIVALENTE APROXIMADO Y EXPRESIONES UTILES.- Si volvemos a la figura 2.381, y nos acordamos de como pasamos del circuito de figura 2.71 al de figura 2.72 (parte superior) en los transformadores, podemos muy bien dibujar en figura 2.384 el *circuito equivalente del motor trifásico asincrónico para una fase*.

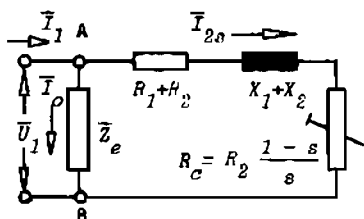


Fig. 2.384

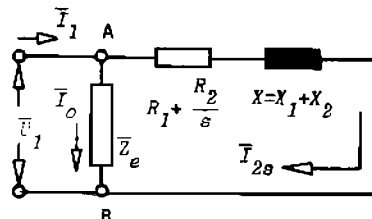


Fig. 2.385

Pero si tomamos en cuenta la fórmula (2.653), podemos agrupar distinto y nos sale el circuito equivalente de la figura 2.385, que es más efectivo. Repasamos las cantidades de la figura:

- U_1 = tensión aplicada al estator, por fase.
- I_1 = corriente por fase del estator
- I_o = corriente de excitación, por fase.
- Z_e = impedancia de excitación, por fase
- R_1 = resistencia del bobinado del estator, por fase
- R_2 = resistencia del bobinado del rotor, por fase
- X_1 = reactancia de dispersión del bobinado del estator, por fase
- X_2 = reactancia de dispersión del bobinado del rotor, por fase

- I_{2s} = corriente por fase, del rotor
- s = resbalamiento

Con estos circuitos equivalentes aproximados podemos obtener algunas expresiones de utilidad. Si bien debemos admitir que, por ser dichos circuitos solo aproximados, las expresiones que se obtendrán tendrán también ese carácter. Pero en gran cantidad de casos de la ingeniería sabemos que alcanza un razonable grado de aproximación, particularmente cuando de lo que se trata es de conocer los aspectos funcionales de un mecanismo.

Con la figura 2.385 podemos conocer la corriente por fase del rotor, para un determinado resbalamiento cualquiera, lo que equivale decir, para una velocidad cualquiera. Por simple ley de Ohm:

$$I_{2s} = \frac{U_1}{\sqrt{\left[R_1 + \frac{R_2}{s}\right]^2 + [X_1 + X_2]^2}} \quad (2.667)$$

Si admitimos que $k = 1$ como habíamos afirmado y además suponemos con cierto grado de aproximación que $I_o = 0$, la corriente para una fase del primario nos resulta, por simple inspección de la figura 2.385:

$$I_1 \sim I_{2s} = \frac{U_1}{\sqrt{\left[R_1 + \frac{R_2}{s}\right]^2 + [X_1 + X_2]^2}} \quad (2.668)$$

Con los circuitos equivalentes aproximados vistos, estamos admitiendo que la tensión aplicada por fase al primario es igual a la tensión aplicada a cada fase del rotor, vale decir:

$$U_1 \sim E_2 \quad (2.669)$$

Esta aproximación, también surge de observar figura 2.383. Si en la expresión (2.665) tomamos en cuenta esto último, y ordenamos un poco mejor:

$$C_m = \frac{3 \times 0.875 p}{60 f} \frac{R_2 U_1^2}{s \left[\left[\frac{R_2}{s} \right]^2 + X_2^2 \right]} \quad (2.670)$$

Los términos de la primera fracción son cantidades normalmente constantes, de tal manera que, para simplificar podemos decir:



$$C_m = K \frac{R_2 U_1^2}{s \left[\left(\frac{R_2}{s} \right)^2 + X_2^2 \right]} \quad (2.671)$$

Esta expresión de la cupla es equivalente a la (2.666)

La función (2.671) pasa por su valor máximo, cuando el denominador es mínimo vale decir:

$$D = \frac{R_2^2}{s} + s X_2^2 \rightarrow \frac{dD}{ds} = -\frac{R_2^2}{s^2} + X_2^2 = 0 \rightarrow s = \frac{R_2}{X_2} \quad (2.672)$$

El valor del resbalamiento de la (2.672) es el que hace máxima la cupla motora. Por lo tanto, reemplazando su valor en la (2.671) nos sale:

$$C_{m_{\max}} = K \frac{U_1^2}{2 X_2} \quad (2.673)$$

Se observa que el valor de la cupla máxima es independiente de la resistencia R_2 y resulta tanto más grande, cuanto menor es la reactancia X_2 . Otro asunto de mucho interés, es ver que la cupla motora C_m y la cupla máxima $C_{m_{\max}}$ son función del cuadrado de la tensión aplicada.

♦ 2.6.10.- RESBALAMIENTO Y POTENCIA.- Un problema que puede resultar interesante, es determinar el resbalamiento con que funciona un motor de características conocidas, cuando entrega una potencia P_m por fase. Del circuito de figura 2.384 vemos:

$$\bar{U}_1 = I_{2s} (R_1 + R_2) + j I_{2s} (X_1 + X_2) + R_c I_{2s} \quad (2.674)$$

Tomando el conjugado:

$$\hat{U}_1 = I_{2s} (R_1 + R_2) - j I_{2s} (X_1 + X_2) + R_c I_{2s} \quad (2.675)$$

Por lo estudiado en el capítulo 1.2.5.- del Tomo I "Circuitos" de esta colección, sale:

$$\hat{U}_1 \bar{I}_{2s} = (R_1 + R_2) I_{2s}^2 - j (X_1 + X_2) I_{2s}^2 + P_m \quad (2.676)$$

Esta es la potencia total en terminales, por fase, despreciando la corriente de vacío. Llamando $R_1 + R_2 = R$ y $X_1 + X_2 = X$ para simplificar:

$$\hat{U}_1 \bar{I}_{2s} = R I_{2s}^2 - j X I_{2s}^2 + P_m \quad (2.677)$$

Elevando al cuadrado, previo reagrupamiento de partes reales:

$$U_1^2 I_{2s}^2 = (R I_{2s}^2 + P_m)^2 + X^2 I_{2s}^4 \quad (2.678)$$

Tomando $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ nos queda:

$$Z^2 I_{2s}^4 + (2 R P_m - U_1^2) I_{2s}^2 + P_m^2 = 0 \quad (2.679)$$

Esta ecuación resuelve I_{2s} , con lo que se pueden determinar otros valores que puedan interesar. Por lo regular, el término $Z^2 I_{2s}^4$ es pequeño, y se lo puede despreciar, obteniendo fácilmente I_{2s} , que reemplazada en (2.662) nos permite llegar al resbalamiento y de allí, a la velocidad con bastante aproximación.

♦ 2.6.11.- ALGO MAS SOBRE ANALISIS DEL FUNCIONAMIENTO.- En las expresiones (2.671), (2.672) y (2.673) advertimos que no aparecen ni R_1 ni X_1 en razón de que, para su deducción, partimos de suponer $U_1 \sim E_2$ en la (2.669). Además, la (2.666) nos proporciona la cupla en función del resbalamiento con toda exactitud, pero nos obliga a conocer la fuerza electromotriz E_2 , cuando de lo que se dispone usualmente, es de la tensión por fase U_1 . Por ello vamos a retomar los razonamientos de la (2.666) y proseguir un poco más.

La potencia mecánica total P_m de la (2.663), más las pérdidas por efecto Joule en el cobre del rotor, nos dará la potencia total transferida desde el estator al rotor, por medio del campo giratorio.

Este valor, por fase, es:

$$P_t = P_m + I_{2s}^2 R_2 = \frac{1-s}{s} I_{2s}^2 R_2 + I_{2s}^2 R_2 \quad (2.680)$$

$$P_t = \frac{R_2}{s} I_{2s}^2 \quad (2.681)$$

Comparándola con la (2.662)

$$P_t = \frac{P_m}{1-s} \quad (2.682)$$

A este último valor, se lo suele llamar "watts sincrónicos".

Tomamos la (2.681) y en ella reemplazamos la (2.667) obtenida por vía del circuito equivalente aproximado y sabiendo que la cupla es proporcional a la potencia, es fácil sacar:

$$C_t = K \frac{R_2 U_1^2}{s \left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s} \right)^2 + [X_1 + X_2]^2 \right]} \quad (2.683)$$

Esta fórmula de la cupla, es otro camino para su determinación, que tiene en cuenta los factores R_1 , R_2 , X_1 y X_2 , aunque todavía adolece de la aproximación de admitir $U_1 \sim E_2$.

Por un procedimiento análogo al que hicimos anteriormente, tenemos que la función (2.683) tendrá su valor máximo, cuando su denominador sea mínimo:

$$s \left[R_1 + \frac{R_2}{s} \right]^2 + [X_1 + X_2]^2 = s \left[R_1^2 + \left[X_1 + X_2 \right]^2 \right] + 2 R_1 R_2 + \frac{R_2^2}{s} \quad (2.684)$$

$$\frac{dD}{ds} = \left[R_1^2 + \left[X_1 + X_2 \right]^2 \right] - \frac{R_2^2}{s^2} = 0 \quad (2.685)$$

Despejando el resbalamiento al cual la cupla se hace máxima:

$$s = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + \left[X_1 + X_2 \right]^2}} \quad (2.686)$$

Sustituyendo en (2.683):

$$C_{t_{max}} = K \frac{U_1^2}{2 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + \left[X_1 + X_2 \right]^2} \right]} \quad (2.687)$$

Se observa que el valor de la cupla máxima es independiente de R_2 y el valor máximo entre todos los máximos, se obtendrá cuando $(X_1 + X_2)$, descartando la posibilidad $R_1 = 0$. Conviene, constructivamente, que las reactancias de dispersión X_1 y X_2 sean lo menor posible, ya que las resistencias R_1 y R_2 lo son por propia naturaleza.

Véase que la (2.683) equivale a la (2.666), la (2.686) equivale a la (2.672) y la (2.687) equivale a la (2.673), admitiendo las aproximaciones que se han señalado.

2.6.12.- CURVAS CARACTERÍSTICAS.- En los motores, la potencia útil en el eje, la cupla desarrollada y la velocidad, son los factores preponderantes en todo análisis del funcionamiento. En particular, para los motores asíncronos trifásicos, es corriente tomar al resbalamiento s como variable independiente para la mayor parte de las curvas que se quieran examinar, ya que el resbalamiento es, en otra escala, la velocidad.

En la figura 2.386 presentamos las principales curvas características en función de la cupla desarrollada en el eje. Hagamos notar que el factor de potencia $\cos \phi$ es de muy bajo valor a bajas cargas, lo que indica que, desde el

punto de vista de su factor de potencia y su negativa ineficiencia sobre las redes eléctricas, no conviene hacer trabajar a los motores asíncronos trifásicos, en vacío, o con baja carga. En el punto 1.2.7.- y en el 1.6.8.- del libro I "Circuitos" de esta colección, ya hemos tratado el tema.

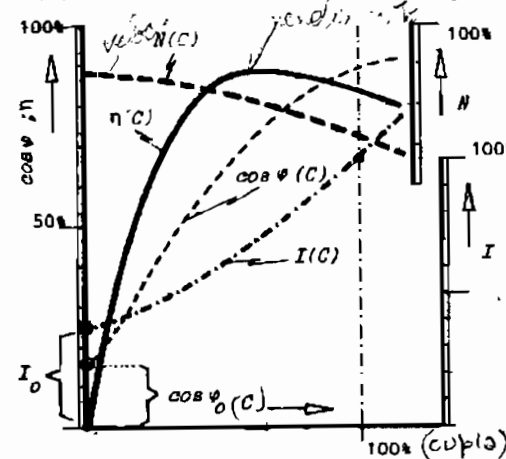


Fig. 2.386

La velocidad cae poco al aumentar la cupla, por lo que puede afirmarse que es un motor de poca variación de velocidad con la carga. Los motores de estas cualidad, se dice que tienen "característica dura". Los de "característica blanda", ceden mucho su velocidad al exigirles cupla, o sea, potencia. También es necesario señalar que la corriente a vacío I_0 es comparativamente alta. El rendimiento tiene una curva normal.

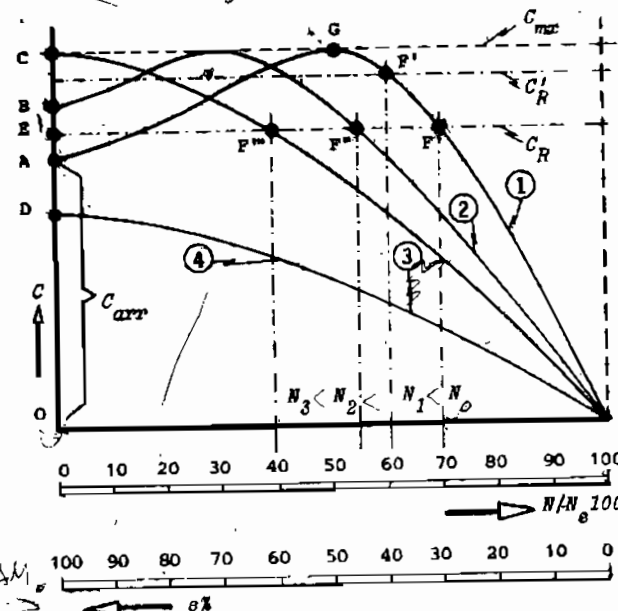


Fig. 2.387

Una característica de mucha importancia es la de la cupla en función del resbalamiento (o de la velocidad, según se quiera), que presentamos en figura 2.387. Las diversas curvas corresponden a las distintas resistencias rotóricas, son las representaciones de la (2.683). De la (1) hasta la (4) la resistencia R_2 va creciendo.

Es muy fácil deducir que si el motor tiene rotor en corto circuito (jaula) es imposible variar

la resistencia rotórica R_2 , por lo que estos motores tienen una sola característica $C = f(s)$. En cambio, los motores con rotor bobinado (con anillos),

$C = f(s) = \frac{N_s - N}{N_s}$

pueden variar el valor de R_2 , intercalando, por fase resistencias adicionales R_A de figura 2.372. Por lo tanto, el valor de R_2 que debemos tener en cuenta debe ser:

$$R_2 = R_2' + R_A \quad (2.688)$$

en donde:

R_2 = resistencia total del circuito del rotor, por fase.

R_2' = resistencia del bobinado del rotor, por fase.

R_A = resistencia adicional, exterior, por fase.

Para el caso de un motor con rotor jaula, $R_2 = R_2'$.

Hagamos ahora un estudio del comportamiento del motor acoplado a una carga, vale decir, el comportamiento del conjunto motor-mecanismo arrastrado. Para ello, comenzamos por admitir que el mecanismo arrastrado, o sea la carga, tiene una curva característica $C_R = f(N)$, es decir, exige una cupla accionante para cada velocidad. Esta característica varía mucho según sea la naturaleza del mecanismo. Por ejemplo, una bomba de agua rotativa centrífuga se comporta distinto que un compresor de aire alternativo, o que un ascensor. La naturaleza mecánica del mecanismo y su funcionalidad, determinan como ha de ser la curva de sus exigencias. El motor eléctrico debe adaptarse a ellas.

Como en este estudio no nos proponemos un tratamiento total de los accionamientos para fuerza motriz, nos limitaremos a tomar un ejemplo teórico, muy próximo a gran cantidad de casos prácticos. Vamos a suponer que el mecanismo arrastrado requiere una cupla:

$$C_R = \text{constante} \quad (2.689)$$

Esa característica la hemos dibujado por medio de una horizontal en la figura 2.387, marcada con C_R . Al existir una cupla motora C y una cupla resistente C_R y al estar las dos cuplas vinculadas rigidamente por medio del elemento de acoplamiento entre motor y mecanismo (bridas de acoplamiento), es necesario admitir que la velocidad del motor es igual a la del mecanismo impulsado por el mismo. Por lo tanto, la condición de equilibrio dinámico quedará expresada por la intersección de las dos curvas características. En el caso que usamos como ejemplo en figura 2.387, será el punto F. Por lo tanto, la velocidad del conjunto será N_0 , y allí quedará localizado el funcionamiento, en este caso, con la mínima resistencia rotórica R_2 , que no puede ser otra que aquella que cumpla $R_A = 0$.

Si el mecanismo arrastrado exige una mayor cupla, por ejemplo hasta alcanzar el valor C_R' en figura 2.387, la intersección se produce en F' y la veloci-

dad será N_1 , algo menor. Se ve que, a los aumentos de cupla, la máquina responde de igual forma con un aumento de cupla motora y por ello se dice que el funcionamiento es estable. Se trata, por supuesto, de una estabilidad dinámica a una determinada velocidad. Esto es válido hasta el punto G, que es el valor máximo de la cupla motora. Desde G hasta A el funcionamiento es inestable, ya que sobrepasando G y estando la máquina en pérdida de velocidad, es de esperar que por inercia traspase ese punto y al decaer la cupla motora, el fenómeno se acentúa hasta la total detención.

La cantidad OA es la llamada cupla de arranque, valor de mucha importancia. En el ejemplo propuesto, la máquina puede suministrar la cupla C_R a la velocidad N_0 , pero con ese valor de resistencia rotórica $R_{A1} = 0$ no puede superar a la cupla OE del mecanismo arrastrado, en el momento de la puesta en marcha. Si colocamos una resistencia exterior R_{A2} tal que el comportamiento del motor sea conforme la curva (2), la cupla de arranque será OB , y como para vencer la cupla resistente se requiere una cupla OE , existe la cupla aceleratriz EB que pone en marcha el conjunto. Esta cupla crece al principio y decrece luego, estabilizándose el funcionamiento en el punto F', con una menor velocidad N_2 . Si llegados a esa condición cambiamos la resistencia exterior, pasando de R_{A2} a R_{A1} , aparece otra cupla aceleratriz transitoria que lleva las cosas al punto F. Esto nos hace ver que durante la operación de arranque (o puesta en marcha) del motor, es necesario variar el valor de la resistencia exterior R_A de figura 2.372. Las tres fases son iguales.

Todas estas maniobras son posibles en los motores con rotor bobinado (con anillos), que resultan más costosos que los de rotor en corto circuito (jaula). Por ello, se han desarrollado motores con rotor en corto circuito (jaula) de doble jaula, o de ranura profunda, en los que se logran cualidades de funcionamiento semejantes a las del motor con anillos. En el dibujo de figura 2.369 (a) y (b) mostramos la forma de la "doble ranura". Estas dos jaulas funcionan de la siguiente manera. En el momento del arranque, cuando el rotor está detenido, $N = 0$ y $s = 1$, por lo visto en la (2.646) se tiene que $f_1 = f_2$. Examinando la (2.649) vemos que la reactancia que presenta cada fase del rotor es máxima. Como hay dos jaulas de diferente forma y por lo tanto de diferente inductancia, cada una de ellas tendrá un comportamiento distinto. La interior tiene más inductancia que la exterior por tener su circuito en hierro de alta permeabilidad, y jaula de menor resistencia. Al conectar el motor, la frecuencia de las corrientes inducidas en cada fase del rotor es alta por lo dicho y la corriente I_{2g} tiende a establecerse en la jaula exterior en donde la inductancia de esa jaula no limita la corriente y la resistencia se

corresponde con una curva de máxima cupla en el arranque. A medida que el motor va tomando velocidad, va disminuyendo la frecuencia de las corrientes inducidas en cada fase del rotor y la corriente I_{2B} se va instalando en la jaula de mayor inductancia y menor resistencia, en una forma parecida a como lo haría un motor con rotor bobinado al que se le va disminuyendo la resistencia.

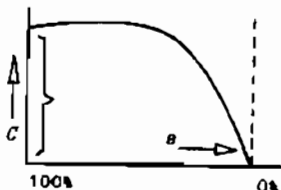


Fig. 2.388

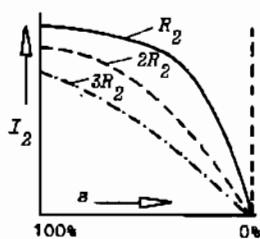


Fig. 2.389

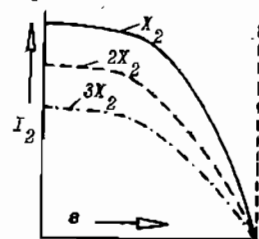


Fig. 2.390

El resultado de este singular comportamiento de las dos jaulas, es que el rotor se comporta como si su resistencia por fase, aumentase a medida que va tomando velocidad. Los motores con ranura profunda como se ve en figura 2.369, partes (c), (d) y (e), funcionan bajo el mismo principio que los de doble jaula, ya que la ranura actúa como dos jaulas. Pero su construcción es más sencilla, y más económica. En las figuras 2.388, 2.389 y 2.390 mostramos las características más llamativas de los motores de jaula profunda, o de ranura profunda, con la corriente rotórica en función de valores diferentes de las resistencias y reactancias rotóricas. La primera figura 2.388 nos indica la forma de la característica de cupla.

Es importante mostrar que la tensión de servicio modifica la forma de la característica de la cupla, conforme figura 2.391. Con una reducción de tan sólo un 30 % de la tensión por fase, la cupla resulta reducida en una cantidad mucho mayor. Esto se debe a lo marcado en la fórmula. (2.671), en que la cupla es función del cuadrado de la tensión aplicada.

Por lo regular, se acepta que la cupla de arranque es función del cuadrado de la tensión y la corriente de arranque, de la tensión

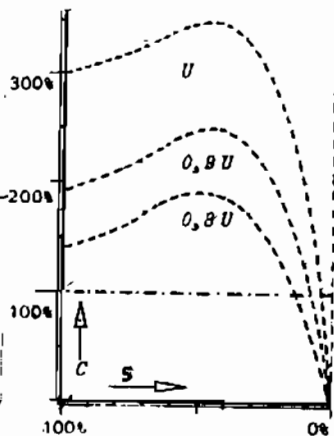


Fig. 2.391

♦ 2.6.13.- MEDICION DE CONSTANTES.- Las cantidades que interesan para un análisis del motor asincrónico trifásico, pueden ser obtenidas por medio de ensayos de laboratorio normalizados.

Para este estudio, partimos del circuito equivalente aproximado de figura 2.384, que para comodidad volvemos a reproducir en figura 2.392, algo más explícito. El uso de este circuito "aproximado" comporta un error, que es despreciable en motores de más de 5 HP de potencia en el eje.

Con los ensayos que vamos a explicar se pueden conocer todos los parámetros de un motor. Con los mismos y el circuito equivalente, se fija el resbalamiento (o sea la velocidad) y se calculan los elementos que se necesitan.

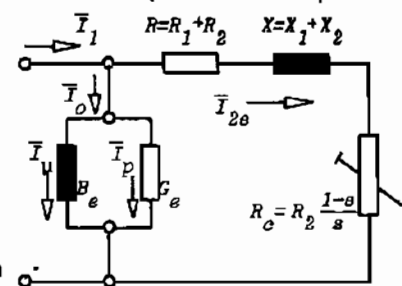


Fig. 2.392

♦ 2.5.13.1.- ENSAYO A VACIO.- Si el motor funciona conectado y por un medio externo se lo lleva exactamente a la velocidad de sincronismo, vale decir con $N = N_s$ o sea $s = 0$, la resistencia ficticia de la fórmula (2.654) ha de ser $R_c = \infty$ y en consecuencia la corriente rotórica $I_{2B} = 0$.

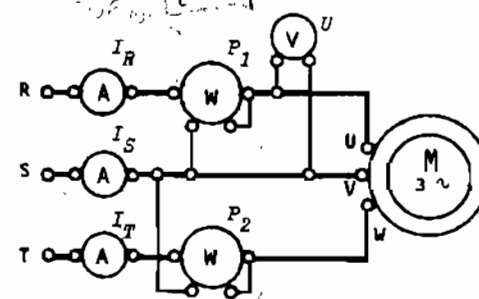
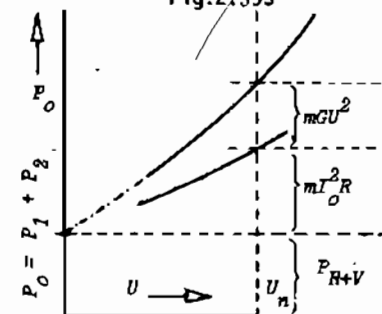


Fig. 2.393

La potencia que tomaría de la red en esas hipotéticas condiciones, sería solamente la necesaria para alimentar al brazo de excitación. Pero es suficiente hacer andar la máquina a vacío, vale decir, con el eje libre, para tener prácticamente los mismos resultados que si marchase con $s = 0$, y medir las magnitudes indicadas en figura 2.393.



Es muy corriente ir reduciendo la tensión aplicada en forma gradual y trazar los gráficos de figura 2.394, hasta que la velocidad no disminuya notoriamente. Luego se extrapola hasta alcanzar $U = 0$, situación que debiera corresponder a una hipotética marcha en que sólo hay pérdidas por frotamiento.

Fig. 2.394

to en cojinetes, contra el aire y la potencia que toma el ventilador, ya que en esas condiciones de tensión, no hay flujo ni corriente, no debiendo haber ni pérdidas magnéticas ni pérdidas en el cobre. Antes de esta prueba conviene medir, por algún método adecuado, las resistencias R_1 y R_2 .

Si m es el número de fases, $m I_o^2 R_1$ son las pérdidas en el cobre a vacío. El valor I_o es la corriente a vacío, promedio de I_R , I_S e I_T . En el ensayo, no conviene disminuir demasiado la tensión aplicada U , para evitar que una pérdida excesiva de velocidad, ocasione medidas inexactas en las pérdidas. Habiendo determinado por este camino P_{R+V} , pérdidas por rozamiento y ventilación y teniendo P_o por el método de los dos vatímetros, es decir:

$$P_1 + P_2 = P_o \quad (2.690)$$

podemos establecer:

$$P_o = P_{R+V} + P_{cu_o} + P_{Fe} = P_m + m I_o^2 R_1 + m G_e U_1^2 \quad (2.691)$$

Habiendo medido en este ensayo P_o , P_{R+V} , I_o y R_1 , se puede calcular el valor de P_{Fe} y enseguida determinar:

$$G_e = \frac{P_{Fe}}{m U_1^2} \quad (2.692)$$

teniendo la precaución de tomar la tensión de fase ($U_1 = U / \sqrt{3}$). Como,

$$Y = \frac{I_o}{U_1} \quad (2.693)$$

y además,

$$Y = \sqrt{G_e^2 + B_e^2} \quad (2.694)$$

$$B_e = \sqrt{\left[\frac{I_o}{U_1} \right]^2 - G_e^2} \quad (2.695)$$

♦ 2.6.13.2.- ENSAYO A ROTOR BLOQUEADO.- Por algún medio mecánico, se impide al rotor girar amarrándolo convenientemente y en forma lenta se aplica tensión creciente, hasta alcanzar la condición de $I_1 = I_n = \text{nominal}$. La tensión para lograr este estado suele estar entre el 5 % y el 20 % de la tensión nominal. El esquema de conexiones es el mismo que en figura 2.393, salvo las constantes de los aparatos de medida, que deben ser otras.

Si en el caso de marcha a vacío teníamos $s = 0$, ahora a rotor bloqueado se tendrá $s = 1$ (100%) y la resistencia ficticia $R_c = 0$. Dado que la tensión es baja en esta prueba, las corrientes I_p e I_u pueden despreciarse, y por lo tanto $I_o = 0$

$$U_1 = 5 \text{ a } 20\% U_m$$

La impedancia total es:

$$Z_b = \sqrt{R_b^2 + X_b^2} \quad (2.696)$$

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} \quad (2.697)$$

y también:

$$R_b = \frac{P_b}{m I_b^2} \quad (2.698)$$

Si se desea también tener en cuenta las pérdidas en el hierro, aun a baja tensión, se obtienen del gráfico de figura 2.394, y se usa la expresión:

$$R_b = \frac{P_b - P'_{Fe}}{m I_b^2} \quad (2.699)$$

Y por lo tanto:

$$X_b = \sqrt{Z_b^2 - R_b^2} \quad (2.700)$$

Si se midió R_1 ;

$$R_2 = R_b - R_1 \quad (2.701)$$

El número que llamamos R_2 es el valor de esa resistencia de una fase del bobinado del rotor, siempre que $k = 1$, suposición hecha al principio. De no ser así, R_2 es la resistencia del rotor referida al estator, no siendo necesario en la práctica, conocer su valor. Precisamente aquí se justifica lo anterior. En los motores con rotor jaula, no es menester llegar a conocer el valor de R_2 , como ya habíamos adelantado en el párrafo 2.6.5.- Igual que en los transformadores:

$$X_1 = X_2 = \frac{X}{2} \quad (2.702)$$

Según la National Electrical Manufacturers Association (NEMA), se suele tomar:

Motor clase A	Cupla normal de arranque Corriente normal de arranque	$X_1 = 0,5 X$	$X_2 = 0,5 X$
Motor clase B	Cupla normal de arranque Corriente baja en arranque	$X_1 = 0,4 X$	$X_2 = 0,8 X$
Motor clase C	Cupla alta en arranque Corriente baja en arranque	$X_1 = 0,3 X$	$X_2 = 0,7 X$
Motor clase D	Cupla de arranque alta Corriente de arranque alta	$X_1 = 0,5 X$	$X_2 = 0,5 X$
Motor con anillos	Cupla de arranque ajustable Corriente de arranque ajustable	$X_1 = 0,5 X$	$X_2 = 0,5 X$

♦ 2.6.14.- DIAGRAMA CIRCULAR.- Pasemos vista por el circuito equivalente aproximado de figura 2.392. Cuando variamos R_c el extremo del vector intensidad de fórmula (2.667) describe un semicírculo.

Para el trazado del DIAGRAMA CIRCULAR, o *Diagrama de Heyland*, o de *Ossana*, se debe disponer de los datos del diseño, o de los resultados de los ensayos a vacío y a rotor bloqueado. El diagrama es, en realidad, un diagrama de corrientes, donde multiplicando los valores por la tensión de fase U , por el número de fa-

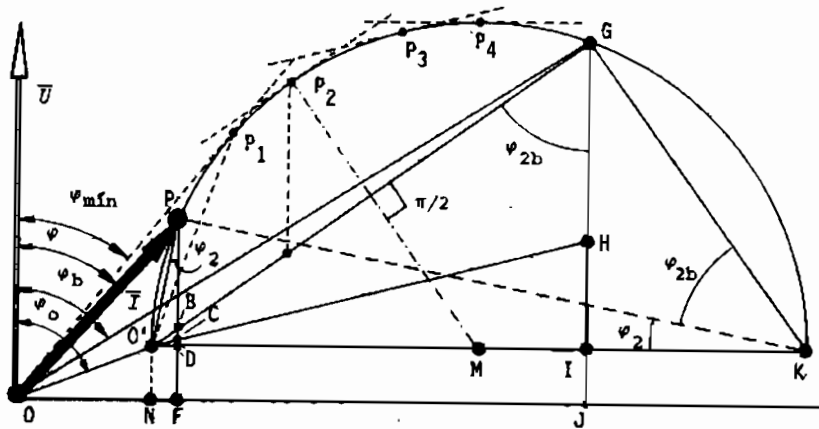


Fig. 2.395

ses m y por la escala del dibujo, proporciona potencias. Esta proporcionalidad hace que, en lo sucesivo, hablemos de corrientes o potencias, sin especificar concretamente.

□ Trazado con los datos del proyecto del motor

$$O'K = \frac{U}{X_1 + X_2} \quad (2.703)$$

$$ON = U B_e = (O'K)(X_1 + X_2) B_e \quad (2.704)$$

$$O'N = P_{Pe} + P_m \quad (2.705)$$

Se observa que $O'N = IJ$, lo que equivale a decir que la suma de las pérdidas en el hierro y mecánicas es prácticamente constante. Tomando el centro de $O'K$, tenemos el centro M del círculo.

□ Trazado con los datos de los ensayos del motor

Fijada una dirección de referencia para U , se traza $OO' = \bar{I}_0$ con el ángulo

ϕ_0 de inclinación.

La corriente $\bar{I}_b$ a rotor bloqueado, es la que toma el motor en esas condiciones de funcionamiento, pero como recordamos, con tensión reducida $\bar{U}_b$. Admitiendo que $R = R_1 + R_2$ y $X = X_1 + X_2$ no son función de la tensión, la corriente que tomaría el motor, a rotor bloqueado, si se le aplicase la tensión nominal, resultaría:

$$OG = I'_b = \frac{U}{U_b} I_b \quad (2.706)$$

y se determina el punto G , porque del ensayo frenado se obtuvo:

$$\cos \phi_b = \frac{P_b}{\sqrt{3} U_b I_b} \quad (2.707)$$

Por el centro de OG trazamos la normal hasta cortar a la horizontal $O'K$, y tenemos M con el que trazamos el círculo.

□ Propiedades del diagrama

A rotor bloqueado, toda la energía se consume por efecto Joule en los bobinados, y en el hierro. Esta potencia resulta representada por $\overline{GJ}$. El valor $\overline{IJ}$ representa las pérdidas en el hierro y mecánicas. Claro que a rotor bloqueado no existen las mecánicas, pero como en el rotor se aumentó la frecuencia, subieron las del hierro y es prácticamente cierta la suposición $\overline{IJ} = \overline{O'N} = \overline{DF}$. De acuerdo a esto, $\overline{GI}$ representa las pérdidas en el cobre. Dividimos este segmento en forma tal que:

$$\frac{\overline{GH}}{\overline{HI}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.708)$$

con lo que $\overline{BC}/\overline{CD}$ guardan igual proporción. Los segmentos $\overline{GI}$ y $\overline{DB}$ quedan divididos en partes proporcionales a sus respectivas pérdidas en el cobre, ya que:

$$\frac{\overline{CD}}{\overline{HI}} = \frac{\overline{O'D}}{\overline{O'I}} = \frac{\overline{O'P} \text{ aen } \phi_2}{\overline{O'G} \text{ aen } \phi_{2b}} = \frac{\overline{O'P} \frac{\overline{O'P}}{\overline{O'K}}}{\overline{O'G} \frac{\overline{O'G}}{\overline{O'K}}} = \frac{\overline{O'P}^2}{\overline{O'G}^2} \quad (2.709)$$

Y también:

$$\frac{\overline{BC}}{\overline{GH}} = \frac{\overline{O'C}}{\overline{O'H}} = \frac{\overline{O'D}}{\overline{O'I}} = \frac{\overline{O'P}^2}{\overline{O'G}^2} \quad (2.710)$$

En estas relaciones R_1 y G_H representan respectivamente:

$$m R_1 I_b^2 \quad \text{y} \quad m R_2 I_b^2 \quad (2.711)$$

Y a su vez, CD y BC son proporcionales a:

$$m R_1 I_2^2 \quad \text{y} \quad m R_2 I_2^2 \quad (2.712)$$

que demuestra lo dicho. Además, en el diagrama, se tiene, en valores por fase:

$\overline{OP}$ = corriente estatórica, para estado genérico.

$\overline{O'P}$ = corriente rotórica.

$\overline{O'O}$ = corriente a vacío

$\overline{OG}$ = corriente a rotor bloqueado

$\overline{PF}$ = potencia absorbida

$\overline{OF}$ = potencia reactiva

$\overline{OP}$ = potencia aparente

φ = ángulo de fase

$\overline{DF}$ = potencia a vacío

$\overline{CD}$ = potencia en el cobre estatórico

$\overline{CB}$ = potencia en el cobre rotórico

$\overline{BP}$ = potencia útil

$\overline{PC}$ = potencia transferida por el estator al rotor.

$$\frac{\overline{PB}}{\overline{PF}} = \text{rendimiento} \quad (2.713)$$

Si $\overline{PB}$ es la potencia útil, tenemos:

$$\overline{PB} = m R_2 I_{2s}^2 = m \frac{1-s}{s} R_2 I_{2s}^2 \quad (2.714)$$

Por otra parte:

$$\overline{PC} = \overline{PB} \quad \overline{BC} = m \frac{1-s}{s} R_2 I_{2s}^2 + m R_2 I_{2s}^2 \quad (2.715a)$$

$$\overline{PC} = m I_{2s}^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.715b)$$

Y relacionando:

$$\frac{\overline{PB}}{\overline{PC}} = 1-s \quad (2.716)$$

expresión que sirve para el cálculo del resbalamiento. Además, la cupla útil es

$$C = K \frac{P_m}{N} = K' \frac{\overline{PB}}{N} = K' \frac{\overline{PB}}{N_s (1-s)} = K'' \frac{\overline{PC}}{N_s} \quad (2.717)$$

Como N_s = constante.

$$\overline{PC} \equiv \text{cupla útil} \quad (2.718)$$

Con relación a los valores máximos, podemos decir:

- El mayor factor de potencia se tiene cuando $I_1 = \overline{OP}$ es tangente al círculo (punto P_1) y los diseños tienden a que allí esté la corriente nominal.
- La máxima potencia útil se cumple en P_2 , obtenido por medio de una tangente paralela a $O'G$.
- La máxima cupla en P_3 con tangente paralela a $O'H$.
- Máxima potencia absorbida en P_4 con tangente horizontal.

El inconveniente en el uso del diagrama de Heyland consiste en que el punto P correspondiente a la plena carga está muy a la izquierda, debiendo realizarse un dibujo grande, para trabajar con un error aceptable.

51X ♦ 2.6.15.- METODOS DE ARRANQUE.- Cuando un motor está detenido, es menester cuidar dos aspectos si se lo piensa poner en marcha:

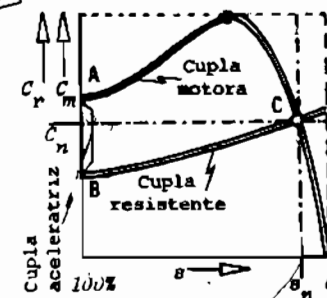


Fig. 2.396

‡ La corriente que va a tomar de la red.

‡ La cupla que aplicará al mecanismo impulsado.

Si observamos el diagrama de Heyland, veremos que para el arranque nos encontramos en punto G y la corriente que toma el motor en esas condiciones es bastante elevada. Esta corriente puede perturbar la red de alimentación, o al mismo motor, o a ambas cosas. Las soluciones para atenuar este efecto, dependen del tipo de rotor del motor.

Si tomamos la ecuación (2.668), y en ella hacemos $s=1$ que corresponde a la situación de arranque, se tiene:

$$I_{arr} = I_1 \sim I_{2s} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (2.719)$$

En cuanto a la cupla útil, el diagrama de Heyland no aporta mucho, y por eso recurrimos a la figura 2.396, que es otra vez la figura 2.387 aunque adaptada

a esta explicación. El funcionamiento estable - como hemos visto - se localiza en el punto C, intersección de la curva de cupla motora, y de cupla resistente. En cuanto al arranque, para velocidad nula el excedente BA es la cupla aceleratriz de la que hemos hablado antes. Tomando la ecuación (2.683) y aplicando $e=1$ nos sale:

$$C_{arr} = C_t = \frac{K R_2 U_1^2}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (2.720)$$

Establecidos estos aspectos generales, veamos los casos particulares más comunes de arranque.

✦ 2.6.15.1.- **ARRANQUE DIRECTO.** - Este método se emplea en motores de poca potencia, aunque en los diseños muy modernos, se están logrando arranques directos en motores medianos. En general se estila usar con motores de rotor en jaula. El estator se conecta directamente a la red, como muestra la figura 2.397 a la izquierda. La operación se hace con un contactor o llave magnética, que a la vez, contiene elementos de protección que se estudiarán más adelante. La figura central es el esquema unifilar abreviado. En la parte superior derecha tenemos la curva de la corriente en función del resbalamiento, conforme fórmula (2.668). Alcanzada la velocidad nominal (resbalamiento nominal s_n) se tiene la corriente nominal I_n y la cupla nominal C_n conforme sea la cupla resistente. En general, la corriente inicial (de arranque) es alta, unas 5 a 10 veces la nominal, por lo que es menester usar este método con cautela. La cupla es alta. Los motores previstos para arranque directo, suelen venir de fábrica conectados en estrella, como denota la figura. Según sea el modelo constructivo, la cupla de puesta en marcha puede ser alta o mediana.

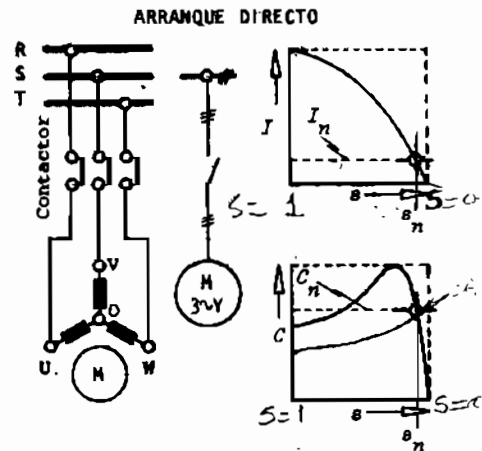


Fig. 2.397

✦ 2.6.15.2.- **ARRANQUE ESTRELLA-TRIANGULO.** - El criterio de este método de arranque, es poner al motor primero en estrella y una vez que tomó velocidad, se lo pasa a triángulo. Es un método también para motores con rotor en corto circuito. Con este criterio, cuando el motor está todavía detenido, se lo co-

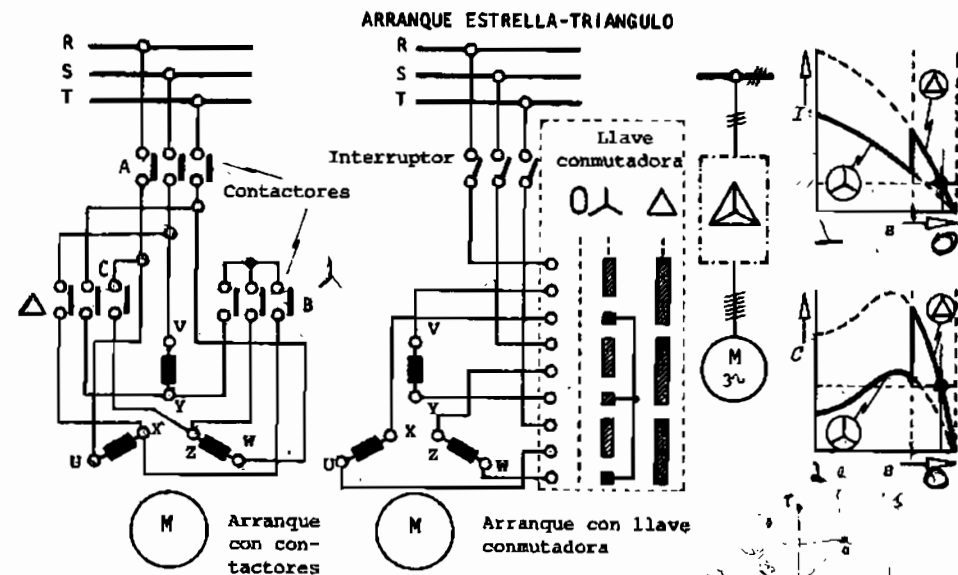


Fig. 2.398

necta a la red en estrella, con lo que la tensión aplicada a cada fase, resulta $1/\sqrt{3} = 0,5773$ la tensión de línea de la red de alimentación. En esas condiciones, se lo deja que tome velocidad y se ponga en marcha, hasta alcanzar su velocidad estable, conforme la cupla desarrollada en esas condiciones. En ese momento, con rapidez se lo pasa a la conexión triángulo, con lo que la tensión aplicada a cada fase, pasa a ser la tensión de línea de la red, es decir, pasa a ser la máxima. La tensión por fase pasó de $0,5773 U$ hasta U . Esta maniobra de cambiar la forma de conexión del estator, se puede hacer por diversos métodos. En figura 2.398 a la izquierda, vemos la solución con auxilio de tres contactores. La secuencia u orden de accionamiento es muy fácil de comprender. Primero se cierra el contactor "A" que vincula la red de alimentación al motor. Luego se cierra "B" que permite formar el centro de la estrella. Finalmente, se abre "B" desarmando el centro de estrella e inmediatamente se cierra "C" que se encarga de formar el triángulo, como es muy fácil de verificar siguiendo el circuito. Las operaciones de cierre y apertura de los contactores se pueden hacer en forma manual, pero es también posible lograrlo por medio de un automatismo convenientemente programado para ese fin. Los automatismos de este tipo tienen diversas soluciones. Los hay que actúan por tiempo, y los hay que actúan por corriente, según sea el elemento que gobierne la secuencia de operación de los contactores. Para la detención se abren "A" y "C". En los automatismos, el operador sólo oprime un botón que

se encarga de poner en marcha las operaciones. Los que actúan por tiempo, al pasar un lapso fijado abre "B" y cierra "C" sin intervención del operador. Si actúa por corriente, cierra "A" y "B" y cuando la corriente baja lo suficiente, abre "B" y cierra "C". Hay también que se controlan por la velocidad, haciendo que el cierre de "C" y apretura de "B" se produzcan cuando la velocidad del motor es suficientemente alta y señala que en estrella está estabilizado.

Como consecuencia de la reducción de la tensión al 57,73 % para el momento del arranque, la corriente será también el 57,73 % de la que ocurriría si arrancamos con tensión plena 100 %. Se verifica con la fórmula (2.668). En cuanto a la cupla, si la tensión es el 57,73 % por la fórmula (2.671) deducimos fácilmente que la cupla quedará reducida al 33,33 %. Esto es importante, ya que, si bien con el arranque estrella-triángulo se logra una apreciable reducción de la corriente inicial, la cupla queda muy disminuida, no pudiéndose utilizar este sistema para los casos en que el motor arrastra mecanismos que solicitan mucha cupla para ponerse en marcha.

En la figura 2.398, arriba a la derecha, tenemos la variación de la corriente en función del resbalamiento (o de la velocidad, según se quiera). Para el primer tramo la corriente se inicia con un valor del 57,73 % del que tomaría en triángulo, hasta un cierto resbalamiento en el que se hace el cambio de conexión. El trazo grueso indica la corriente que en definitiva toma el motor. En la parte inferior derecha está la representación de la cupla. Al arrancar en estrella, la tensión es el 57,73 % de la que tendría en triángulo, con lo que la cupla baja al 33,33 % como se ve. Al alcanzar el resbalamiento al que se hace el triángulo, pasa a comportarse con la otra curva. El trazo lleno es el que muestra como varía la cupla durante todo el proceso.

Para este tipo de arranque, el motor asincrónico trifásico con rotor en cortocircuito debe estar preparado para trabajar normalmente en triángulo, y cada fase está dimensionada para la tensión de línea de la red. Esto ya lo explicamos al final del capítulo 2.6.5.-. Por ejemplo, un motor que en su chapa de características indica 220/380 podrá arrancar en estrella sobre una red de 3 x 220 Volt. Si en vez indica 380/660 podrá arrancar en estrella sobre la red de 3 x 380 Volt.

Para completar, en la parte central de figura 2.398 tenemos el arranque estrella-triángulo con llave conmutadora, que puede ser manual o automática. La representación de la llave conmutadora indica que, si está en POSICIÓN 0, todos los puntos de la izquierda quedan sin conexión alguna. Si está en POSICIÓN Δ se unen como se indica, entre ellos, quedando en estrella. Si pasamos a la POSICIÓN Δ , la nueva disposición de los contactos permite el triángulo. En la

figura tenemos también la representación convencional, por medio del sistema unifilar, conforme normas IRAM.

♦ 2.6.15.3.- ARRANQUE CON AUTOTRANSFORMADOR.- Por medio de un autotransformador trifásico conectado en "V". Es una conexión como la de figura 2.111

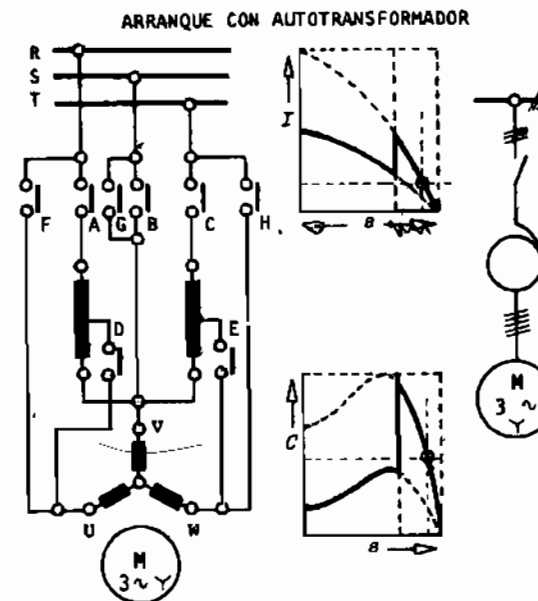


Fig.2.399

pero con dos autotransformador como en figura 2.94. La operación comienza con el cierre de los contactores "A", "B" y "C", que dejan el autotransformador en "V" conectado a la red. Luego, se cierran los "D" y "E", y el motor queda alimentado a tensión reducida y arranca. Luego se abren "A", "B" "C", "D" y "E", y se cierran "F", "G" y "H", y el motor queda directo a la red a tensión plena. Las curvas de cupla y corriente son muy semejantes al caso estrella-triángulo, con la diferencia que ahora, la distribución de la tensión en la primera etapa y la segunda puede establecerse con más libertad, por medio de la relación de transformación. Debemos agregar que, si la tensión que se aplica en la primera fase de la operación es del 80 % por ejemplo, la corriente de arranque del motor será el 80 % de la nominal y la cupla de arranque el 64 %, de la obtenible a tensión plena. Pero obsérvese lo siguiente. Si la corriente que toma el motor es el 80 %, esa es la corriente del secundario del autotransformador, por lo que la corriente en primario ha de ser el 64 % de la nominal de arranque.

♦ 2.6.15.4.- ARRANQUE CON RESISTENCIAS EN SERIE.- En el esquema de la figura 2.400 presentamos el método de arranque por resistencias en serie con el estator. Por este camino, las corrientes resultan limitadas por las resistencias. La solución de la figura 2.400 es con contactores. La secuencia de operación de los mismos será la que sigue.

Al cerrarse los contactores "A", "B"

y "C", el motor queda conectado a la línea con las resistencias en serie como se puede ver fácilmente. Estabilizada su marcha en esas condiciones, se cierran "D", "E" y "F", con lo que se suprimen tres elementos y el motor pasa a la segunda posición de marcha. Finalmente, al cerrarse "G", "H" e "I", se eliminan completamente los resistores de arranque, y el motor pasa a trabajar en forma directa sobre la red. En los gráficos de figura 2.400 vemos el comportamiento de la corriente y de la cupla, para esta forma de arranque con tres escalones en vez de dos, como los casos anteriores. Se ve también, el esquema unifilar.

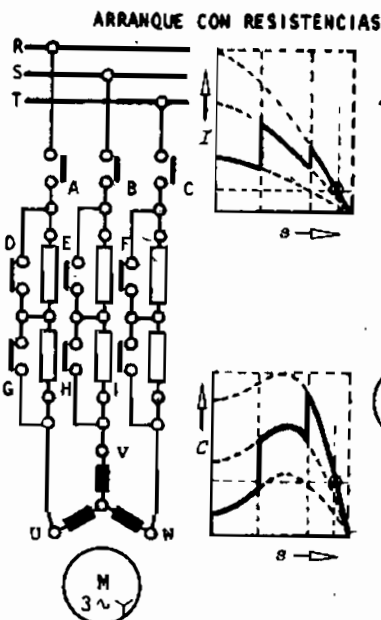
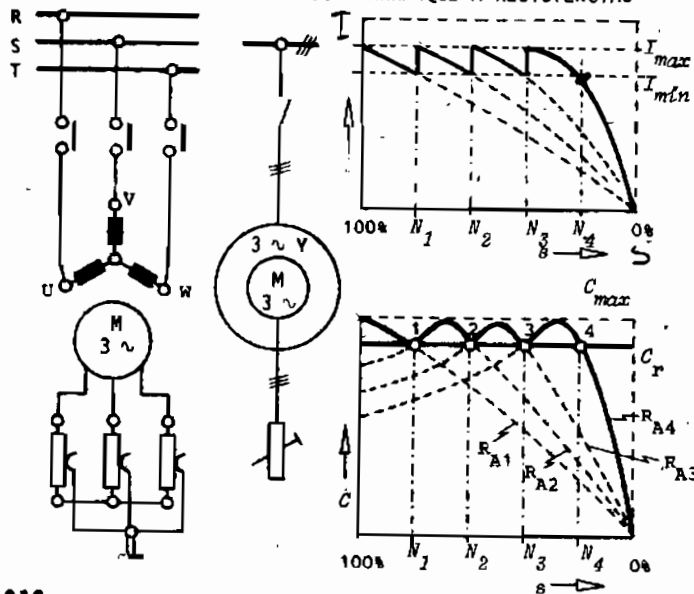


Fig. 2.400

♦ 2.6.15.5: ARRANQUE CON RESISTENCIAS EN EL ROTOR.- Como ya estudiamos en la figura 2.387, los motores asincrónicos trifásicos con rotor bobinado (con anillos), pueden arrancar en forma gradual, por medio de resistores intercalados en el circuito del rotor. En figura 2.401 tenemos el esquema de conexiones. Un contactor permite unir al bobinado con la red de alimentación.



anillos), pueden arrancar en forma gradual, por medio de resistores intercalados en el circuito del rotor. En figura 2.401 tenemos el esquema de conexiones. Un contactor permite unir al bobinado con la red de alimentación.

Fig. 2.401

Las tres fases del rotor, a través de los anillos rozantes, se unen a tres resistores de arranque que están en estrella. Esto ya se había visto en la figura 2.372. Ahora completamos más lo dicho en el párrafo 2.6.12.- con ayuda de figura 2.387. En la parte superior derecha de figura 2.401 vemos cuatro características $I = f(s)$ que pueden corresponder a cuatro escalones de la resistencia de arranque. En la parte inferior derecha de la misma figura, se ven las cuatro curvas de cupla correspondientes a las mismas fracciones de la resistencia de puesta en marcha.

Si la resistencia de puesta en marcha ha sido correctamente dimensionada, la conectar el valor R_{A1} el motor se pone en marcha con una característica de cupla que hace máximo su valor a velocidad nula, es decir, resbalamiento máximo. Si la cupla resistente del mecanismo arrastrado vale C_r , la velocidad se estabilizará en N_1 . Si en esas condiciones cambiamos la resistencia de puesta en marcha al valor R_{A2} , habrá un aumento de velocidad hasta N_2 y así sucesivamente llegaremos a la resistencia R_{A4} en que el valor debiera ser nulo (el exterior), para que el motor alcance su posición final de marcha. Se ve que el equilibrio dinámico ha pasado sucesivamente por los puntos 1, 2, 3 y 4. Si la resistencia de puesta en marcha está correctamente dimensionada, los valores de la cupla oscilarán entre el valor máximo C_{max} que puede suministrar el motor y el valor mínimo de la cupla resistente C_r . Con la corriente absorbida I pasará algo similar, como se ve en la parte superior de la figura a la derecha.

El criterio de cálculo de la resistencia de puesta en marcha es muy simple. Si tomamos la ecuación (2.658) y despreciamos la reactancia de dispersión, se convierte en:

$$s E_2 = I_{2s} (R'_2 + R_A) \quad (2.721)$$

recordando la (2.688). Como E_2 es prácticamente constante, la resistencia es prácticamente función del resbalamiento. Si s_0 es el resbalamiento que toma el motor marchando sin resistencia exterior conectada, es decir, $R_{A4} = 0$, la resistencia total $(R'_2 + R_A)$ determinará el resbalamiento, vale decir:

$$\frac{R'_2}{s_0} = \frac{R'_2 + R_A}{s} \quad (2.722)$$

Si aplicamos al momento del arranque en que $s = 1$ obtenemos:

$$R_A = R'_2 \frac{1 - s_0}{s_0} \quad (2.723)$$

que es el valor a intercalar

♦ 2.6.16.- CONTROL DE LA VELOCIDAD.- El perfeccionamiento de los rectificadores controlados, tiristores, está produciendo importantes cambios en la forma de encarar este tema. No obstante, como los profesionales se encontrarán frecuentemente con sistemas más antiguos que no obstante hay que operar, haremos una revisión general de los métodos más usados.

♦ 2.6.16.1.- CONTROL POR VARIACION DE RESISTENCIA ROTORICA.- Este método, sólo apto para motores con rotor bobinado (con anillos), se muestra en la figura 2.402, cuya configuración es ya familiar al lector, porque la venimos empleando para los sistemas de arranque. En la nueva figura hemos dibujado la conexión del estator y del rotor. El acoplamiento a la red de alimentación se hace por contactores. Si tomamos la (2.662) y colocamos la (2.688),

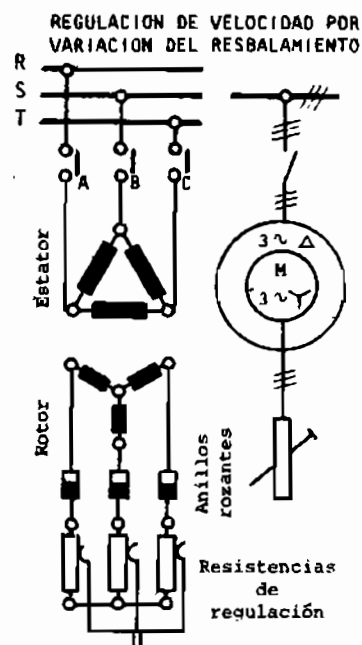


Fig. 2.402

La regulación de la velocidad se hace a expensas de una pérdida de energía en el circuito del rotor. El método no es conveniente para regular bajas velocidades.

♦ 2.6.16.2.- CONTROL POR VARIACION DE TENSION APLICADA.- Este método requiere un sistema auxiliar de regulación de tensión. Con los diodos controlados, tiristores, es hoy sencillo lograr este tipo de regulación. No obstante tiene el desfavorable efecto de incidir directamente sobre la cupla, como se puede apreciar fácilmente con la ecuación (2.671). Este método, sólo debe emplearse limitadamente, por esta causa.

♦ 2.6.16.3.- CONTROL POR VARIACION DE FRECUENCIA.- Este método se funda en la regulación de la velocidad

sincrónica, del campo rotante, a través de la ecuación (2.634). Sin embargo, un método que se base en la regulación de la velocidad a través de la regulación de la frecuencia, debe contemplar simultáneamente la regulación de la tensión. De no ser así, como la potencia útil es el producto de la velocidad por la cupla, el método implicaría la regulación de la potencia.

Por esta razón, la aplicación de este método debe estar precedida de un estudio de esta situación. Téngase además en cuenta que toda variación de frecuencia, lleva implícita una variación de las pérdidas en el hierro y por consecuencia, del rendimiento, y mayor corriente magnetizante. Agréguese a todo esto que la constante K de la (2.671) es función de la frecuencia en forma inversa, como lo demuestra la (2.670). Por lo tanto, el mecanismo regulador debe cumplir diversas condiciones. En la figura

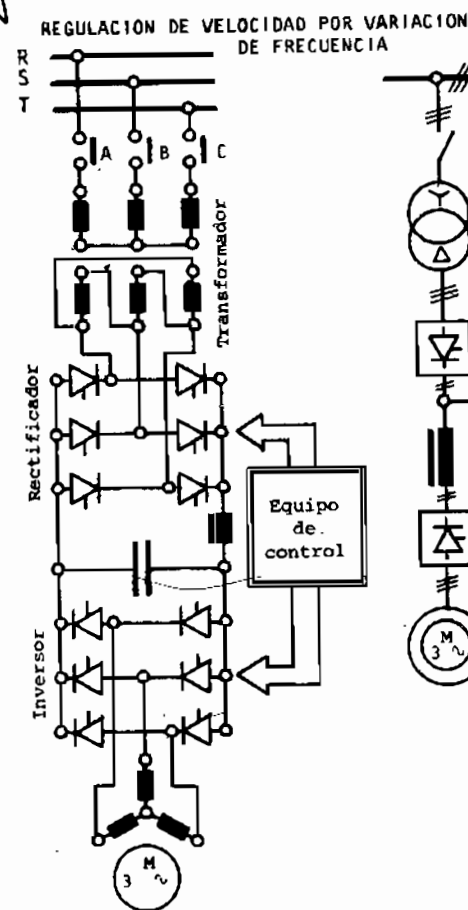
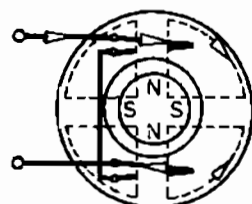
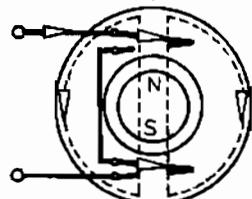


Fig. 2.403

2.403 mostramos un esquema para estos fines. De la red de alimentación sale un contactor de puesta en marcha general y luego un transformador adaptador de tensiones, que alimenta a un rectificador trifásico controlado. La tensión continua obtenida se aplica a un inversor, que se encarga de volverla a transformar en alterna, pero de distinta frecuencia. El equipo de control se ocupa de suministrar los pulsos de tensión a los electrodos de compuerta de los diversos tiristores, en forma tal que se logren estos objetivos. No es nuestro propósito explicar en este tomo de esta obra, los aspectos electrónicos de este sistema de regulación, que se verán más adelante.

♦ 2.6.16.4.- CONTROL POR VARIACION DEL NUMERO DE POLOS.- Basándonos en la fórmula (2.634) también vemos que se modifica la velocidad cambiando el número de pares de polos p . Esta solución da por resultado motores algo voluminosos, en los que el material activo no está óptimamente aprovechado. Sin embargo, en muchos casos se prefiere, a pesar de que los motores preparados para esta forma de trabajo funcionan con un factor de potencia poco satisfactorio.

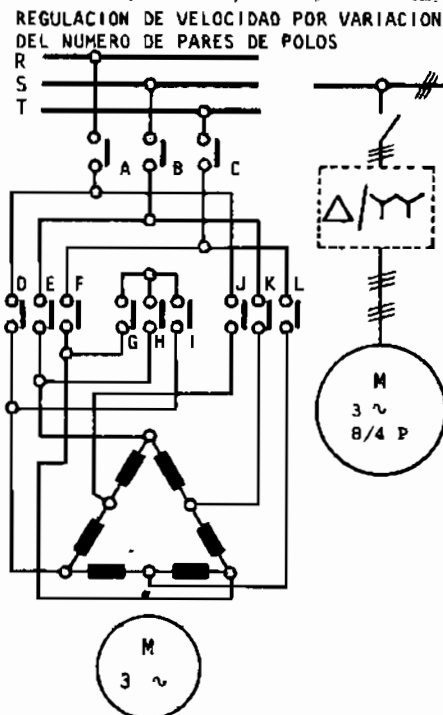
Un par de polos



Dos pares de polos

Fig.2.404

Fig.2.405



El sistema se adapta sólo para motores con rotor jaula y en la figura 2.404 explicamos el principio en el cual se basa esta forma de acción.

En el dibujo superior, con dos bobinas arrolladas en el mismo sentido y alimentadas con corriente del mismo sentido, conseguimos flujo magnético de sentido concordante y por lo tanto, para el rotor, la existencia de dos polos. Si conservando los sentidos de arrollamiento, permutamos dos conexiones, de tal manera que los sentidos de corriente relativos cambien, la composición de los flujos magnéticos originados, determinan la existencia de cuatro polos. De esto se deduce que, si en el estator de un motor asíncrono trifásico disponemos de terminales adecuados en el bobinado, haciendo oportunos cambios de las conexiones, se podrán lograr configuraciones magnéticas de varios pares de polos. En la figura 2.405 tenemos uno de los casos posibles. Al cerrar los contactores "A", "B" y "C", alimentamos desde la línea. Cerrando inmediatamente

"D", "E" y "F", el estator queda conectado en triángulo, en donde en cada fase, las dos mitades del bobinado reciben corrientes de igual sentido porque están en serie. Si a continuación abrimos "D", "E" y "F", y cerramos "G", "H" e "I" unimos la parte central de todas las fases, y cerrando enseguida "J", "K" y "L" alimentamos los conjuntos que ahora están en paralelo, y los sentidos de circulación de las corrientes serán opuestos en cada fase. Con este cambio, es posible como se ve, lograr dos velocidades. Existen combinaciones para tres velocidades, pero la mostrada, es la más común.

♦ 2.6.16.5.- CONTROL POR MONTAJE EN CASCADA.- Se trata de un grupo de dos motores acoplados sobre el mismo eje. El "primero" es a rotor bobinado, y acciona con las corrientes de su rotor, al "segundo" que es a rotor jaula o bobinado. A la velocidad del conjunto la llamaremos N y es común a ambas máquinas. La frecuencia f_2 corresponde a la de las fuerzas electromotrices que salen de los anillos del motor 1º, y alimenta al estator del motor 2º. Si P_2 es el número de polos del motor 2º, tendremos, suponiendo $s_2 \sim 0$:

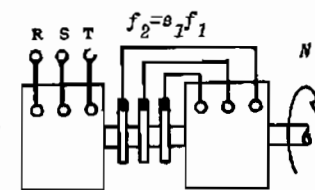


Fig.2.406

El resbalamiento:

$$N = \frac{120 f_2}{P_2} \sim N_{s2} \quad (2.726)$$

La velocidad sincrónica del 1º es:

$$N_{s1} = \frac{120 f_1}{P_1} \quad (2.727)$$

El resbalamiento:

$$s_1 = \frac{N_{s1} - N}{N_{s1}} = 1 - \frac{N}{N_{s1}} = 1 - \frac{N P_1}{120 f_1} \quad (2.728)$$

Por lo tanto:

$$f_2 = s_1 f_1 = f_1 - \frac{N P_1}{120} \quad (2.729)$$

Reemplazando en la (2.726) y operando se llega a;

$$N = \frac{120 f_1}{P_2 + P_1} \quad (2.730)$$

El signo - del denominador se logra conectando el 2º en forma tal que tienda a girar en sentido puesto al 1º. Contando con un sistema de adecuadas con-

- motor 1° solo sobre la red
- motor 2° solo sobre la red
- en cascada adicional (signo +)
- en cascada diferencial (signo -)

♦ 2.6.17.- ARMONICAS EN EL FLUJO DEL ENTREHIERRO.- Todos los desarrollos teóricos hechos en este capítulo de motores asincrónicos trifásicos a inducción, se han hecho suponiendo que el flujo en el entrehierro es sinusoidal, y por lo tanto, la f.e.m. inducida en el rotor, es sinusoidal.

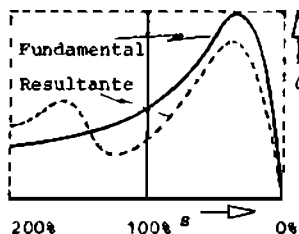


Fig. 2.407

Pero en las realizaciones prácticas esto no puede lograrse y existen armónicas en la f.e.m. del campo giratorio, que dependen de la forma de ejecución del bobinado. En el parágrafo 2.4.13, al tratar los campos rotantes del inducido de un alternador, se trató el asunto. La 5ª armónica origina un campo de sentido contrario al principal, como se dijo al final de aquel párrafo. Analizando con más detalle, se llega a que la armónica 13ª es también de sentido contrario. Todos estos efectos se traducen como una disminución de la cupla motora, mayores pérdidas en el hierro y ruido. En la figura 2.407 vemos el efecto de las armónicas. Sobre esta situación desfavorable influyen: la forma de ejecución de los bobinados; el número de ranuras de rotor y estator; forma de las ranuras, y forma de la jaula del rotor. Hay otras razones de menor importancia.

2.7.- MOTORES ASINCRONICOS MONOFASICOS

♦ 2.7.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR MONOFASICO A INDUCCION.-

El motor monofásico a inducción es una máquina de construcción mucho más sencilla y económica que las de conmutador (serie y repulsión) y se emplea con ventajas frente a aquellas y a las polifásicas. Su campo de aplicación está en las pequeñas potencias y siempre que no se requiera alguna condición particular de cupla o velocidad. Tiene excelente aplicación en aparatos domésticos, en ventiladores, refrigeradores y otros empleos semejantes. Con respecto a las máquinas de conmutador, el motor monofásico a inducción tiene una clara ventaja a su favor y es la de no poseer órganos en roce, quedando de hecho eliminado el desgaste, el ruido y las interferencias radioeléctricas, que en los campos que se emplea, es muy apreciada. Como desventaja, debemos anotar que su cupla de arranque es comparativamente baja y con relación a las polifásicas debe indicarse que su rendimiento no es muy alto y que su factor de potencia no es muy satisfactorio. Pero su uso se impone en muchos casos, razón de su amplio desarrollo. Industrialmente, se lo construyen en grandes series. Su evolución está ligada a la

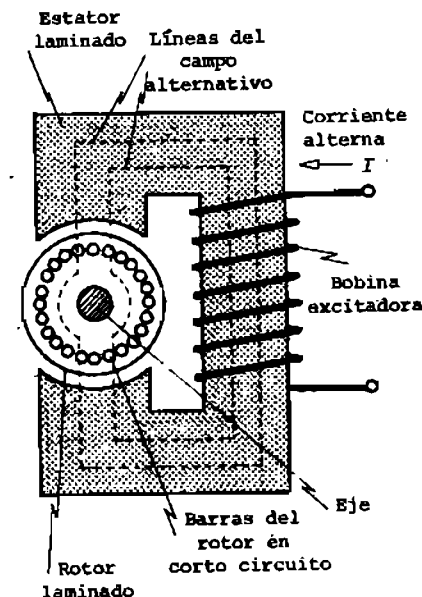


Fig. 2.408

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

evolución de elementos auxiliares tales como los capacitores electrolíticos, o los interruptores centrífugos, que juegan un papel importante en el momento del arranque.

Su aspecto general es como en el croquis de figura 2.408. Se trata de un circuito magnético muy simple y un rotor igual al de los trifásicos del tipo a jaula, es decir, en corto circuito. No se emplean en estos motores rotores bobinados. La disposición de figura 2.408 es muy corriente en motores para el accionamiento de ventiladores domésticos de bajísima potencia y pequeños artefactos del hogar. En la figura 2.409 lo vemos en su apariencia exterior. El circuito magnético lo compone una pieza en forma de herradura, formada por chapas de hierro, preferentemente al silicio. Hay una sola bobina excitatriz, por lo regular hecha a máquina en grades series, con alambre esmaltado, dado que la tensión nunca sobrepasa los 220 Volt. El rotor es de chapas, con barras colocadas en el mismo sentido que el eje, y eléctricamente cortocircuitadas en los extremos por medio de anillos, como en los trifásicos. En algunos casos, se hacen de aluminio fundido, junto con el ventilador. Los cojinetes son por lo regular del tipo a fricción, como los que se estudiaron en el caso de los alternadores en figuras 2.207. Los autolubricados son muy empleados. Las carcasas y escudos son de diverso tipo y su tecnología es muy variada, según sea su finalidad y empleo. En toda la construcción del motor asincrónico monofásico juega un papel muy preponderante el factor económico, ya que como dijimos se construyen en grandes series y en muchos casos, se sacrifica la pureza del diseño, para lograr una ventaja en el costo. No abundaremos en detalles constructivos porque lo dicho para los motores trifásicos, es aplicable como criterio general de empleo de los materiales y los métodos constructivos.

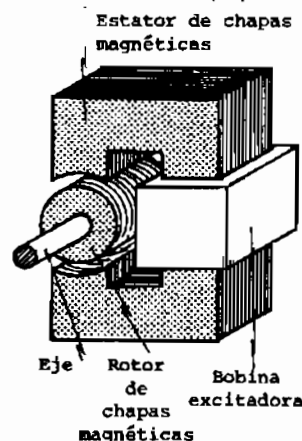
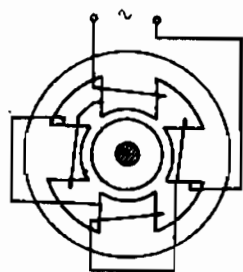


Fig.2.409



- Fig.2.410

En el esquema del dibujo 2.410 mostramos un tipo más evolucionado, apto para potencias algo mayores. El estator tiene cuatro piezas polares, donde se colocan las bobinas conectadas como se ilustra, en forma de lograr cuatro polos. Si bien esta forma constructiva todavía se emplea, a medida que la potencia aumenta, se tiende a disposiciones constructivas más parecidas a las del motor trifásico. Por ejemplo, la figura 2.411 de la página siguiente nos muestra un motor de dos polos, con un bobinado del

tipo "concentrado" como explicamos en figura 2.242 para los alternadores. El arrollamiento principal cubre las 2/3 partes del paso polar. Pero en la figura está también un segundo bobinado, con su eje desplazado a 90° del principal, que se emplea para la puesta en marcha solamente. Es un bobinado auxiliar.

MOTOR MONOFASICO DE CUATRO POLOS

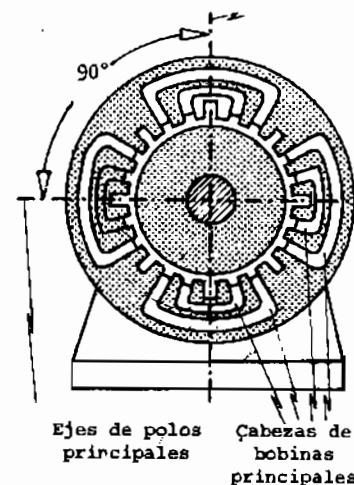


Fig.2.412

MOTOR MONOFASICO DE DOS POLOS Y BOBINADO AUXILIAR DE ARRANQUE

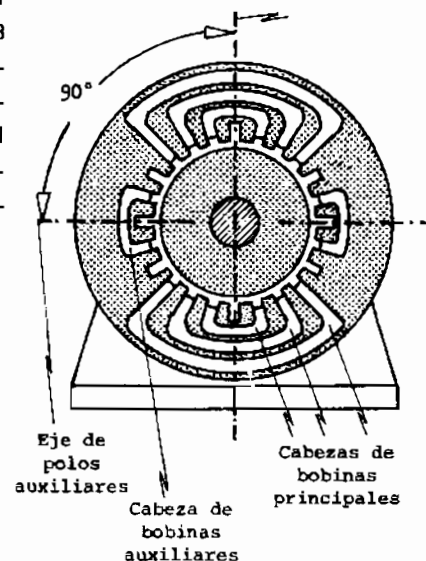


Fig.2.411

En la figura 2.412 tenemos el croquis de un motor monofásico a inducción de cuatro polos, con bobinado del tipo concentrado, como el anterior. Para no complicar la figura, no se dibujó el bobinado auxiliar de arranque. Para estos casos,

también es aplicable el criterio de distinguir grados eléctricos de grados geométricos, como ya explicamos en fórmula (2.317).

Si bien en el tema siguiente habremos de explicitar la teoría del funcionamiento, adelantemos diciendo que se basa en la teoría del doble campo giratorio. Esto ya lo tratamos en el capítulo 2.1.3.- y allí demostramos que un campo alternativo puede ser descompuesto en dos rotantes de sentido contrario, o inversamente, dos campos rotantes iguales y de sentido opuesto, sumados constituyen un campo alternativo. El motor monofásico a inducción, por su naturaleza constructiva que muestra la figura 2.408, genera precisamente un campo alternativo. Habremos de demostrar que ese campo se puede descomponer en dos rotantes. Si a uno de ellos lo neutralizamos de alguna manera, nos queda un campo rotante y el rotor responderá al mismo, de la misma forma que un motor trifásico y será aplicable una parte de la teoría estudiada. Por lo tanto, es aconsejable apoyarse en lo visto en figura 2.11.

✕ 2.7.2.- ALGO MAS SOBRE LA TEORIA DEL DOBLE CAMPO GIRATORIO.- Si a la bobina de la figura 2.408 le aplicamos una corriente alterna sinusoidal, en el circuito magnético se producirá un campo alterno de valor instantáneo:

$$\psi = \phi_M \cos \omega t \quad (2.731)$$

El eje de este flujo será fijo en el espacio, pero su módulo pulsará conforme la (2.731). Recordemos el desarrollo en serie de las expresiones $e^{j\omega t}$, $e^{-j\omega t}$, y $\cos \omega t$ y ordenando se llega a:

$$\cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad (2.732)$$

que es una de las formas de las ecuaciones de Euler. Reemplazando en (2.731)

$$\psi = \frac{\phi_M}{2} e^{j\omega t} + \frac{\phi_M}{2} e^{-j\omega t} \quad (2.733)$$

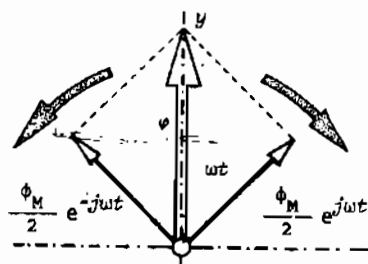


Fig. 2.413

Se ve fácilmente que cada uno de los sumandos de la (2.733) es uno de los vectores rotantes de la figura 2.413. Analíticamente se ha vuelto a demostrar que un campo alterno se puede descomponer en dos rotantes iguales, y de sentido opuesto de giro, cada uno de la mitad del valor máximo del primitivo.

Para acercarnos más a la realidad, vayamos ahora a la figura 2.414 de la página que sigue. Allí hemos dibujado un tramo de estator

rectificado, como es habitual en estas demostraciones. En las canaletas están alojados los lados de bobina de una fase, en forma parecida al croquis de la figura 2.411. La disposición constructiva permite obtener un flujo en el entrehierro, de distribución sinusoidal, a medida que nos desplazamos por el entrehierro. Si alimentamos al bobinado con las corrientes en los sentidos que se marcan en la parte superior de la figura, la distribución del flujo será la mostrada en el segundo dibujo de más abajo. Esa distribución corresponde a un instante dado, como es fácil comprender, ya que al transcurrir el tiempo, el valor de la corriente varía. Por esta razón, simplemente constructiva, tenemos

$$\psi = \phi_M \cos x \quad (2.734)$$

donde ψ es la componente del flujo en el punto del estator que dista del eje del arrollamiento una cantidad x . Dicho de otra manera, el flujo depen-

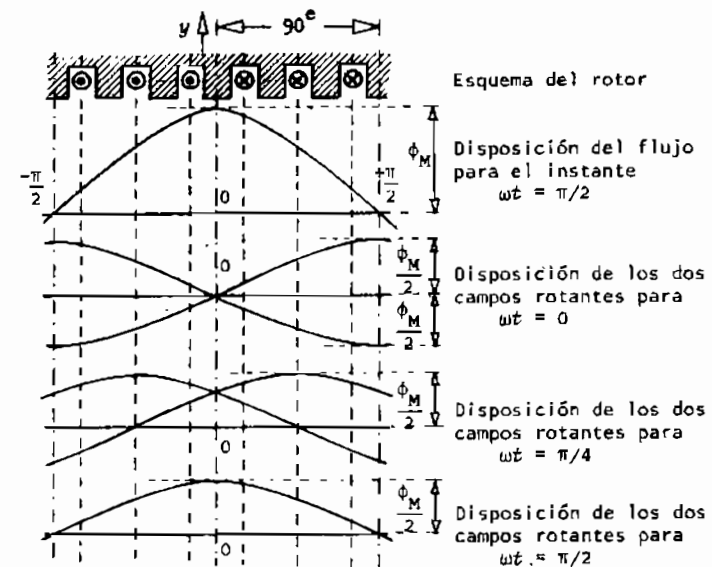


Fig. 2.414

de del punto del estator en donde se lo considere. Pero como los conductores son recorridos por corriente alterna, el flujo también es función del tiempo. Adoptando variación sinusoidal para este último, por comodidad, se tiene;

$$\psi = \phi_M \cos x \cdot \sin \omega t \quad (2.735)$$

Esta última es también la expresión de un campo alternativo monofásico. Por trigonometría sabemos que el producto del coseno de un ángulo, por el seno de otro, se puede desarrollar en función de la semidiferencia y la semi suma:

$$\psi = \frac{\phi_M}{2} \sin (\omega t - x) + \frac{\phi_M}{2} \sin (\omega t + x) \quad (2.736)$$

Esta última expresa que el flujo ψ está compuesto por dos flujos rotantes, de módulo constante y velocidades angulares iguales y opuestas. En los tres últimos dibujos de la figura 2.414 vemos la distribución de los campos, para tres momentos distintos de ωt . Se observa que a medida que transcurre el tiempo, la sinusoide representativa de $\frac{\phi_M}{2} \sin (\omega t - x)$ se desplaza hacia la derecha, mientras que la otra lo hace hacia la izquierda. Estas sinusoides representan la distribución del flujo en el entrehierro de la máquina, para cada campo rotante. A los dos campos rotantes, se los llama también "campo directo" y "campo inverso".

♦ 2.7.3.- APLICACION DE LA TEORIA DEL DOBLE CAMPO GIRATORIO.- El campo alternativo monofásico producido por los bobinados del estator es susceptible de ser descompuesto en dos campos rotantes inversos e iguales, que actúan sobre el rotor, produciendo cada uno sus efectos con independencia del otro. El caso tiene analogía con dos motores trifásicos asíncronos con sus ejes acoplados mecánicamente y con sus bobinados estáticos conectados en forma tal de producir campos rotantes iguales pero de sentido de giro opuesto y en el supuesto de que ambos motores son exactamente iguales.

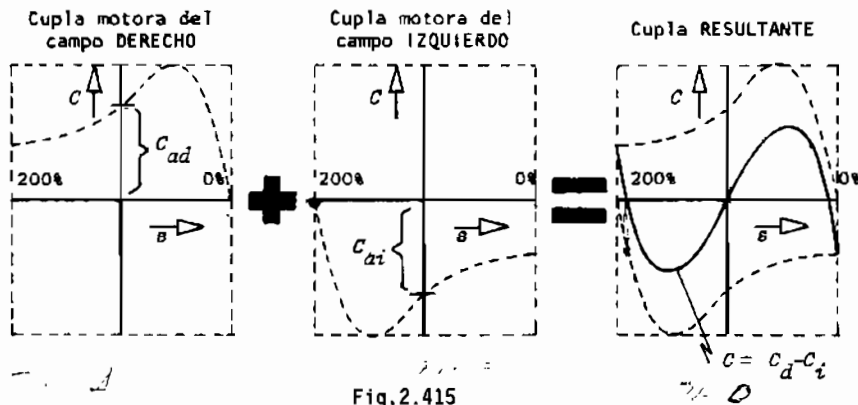


Fig. 2.415

Si tenemos en cuenta uno de los dos campos rotantes, la máquina se comportaría como un simple motor trifásico y su característica *cupla-resbalamiento*, sería como la de izquierda en figura 2.415. Para un resbalamiento nulo, es decir, $s = 0$ que corresponde con velocidad sincrónica $N = N_s$ no existirá cupla. Para resbalamiento 100 % o sea $s = 1$ que corresponde a velocidad nula $N = 0$, que equivale a rotor bloqueado, existirá una cupla igual a la cupla de arranque a la derecha C_{ad} . Si la velocidad - por algún medio especial lograrse ser la sincrónica pero de sentido inverso al campo rotante, es decir $N = -N_s$ con resbalamiento igual a 2, $s = 2$, la cupla motora será un valor inferior a la de arranque, por la forma de la función. Esto se puede verificar analizando la ecuación (2.671) o (2.666), cuya gráfica corresponde a lo dibujado en figura 2.415.

Para el campo rotante inverso, podemos ejecutar el mismo razonamiento y obtendremos la curva de parte central de figura 2.415. La cupla tiene sentido negativo con relación al caso anterior y valores opuestos con relación al resbalamiento. No obstante, es de observar muy cuidadosamente que, para velocidad nula, o sea $N = 0$ y $s = 1$, las cuplas de arranque son iguales y opuestas. Lo que nos permite afirmar que **EL MOTOR MONOFÁSICO ASÍNCRONICO A INDUCCIÓN**,

CARECE DE CUPLA PROPIA PARA EL ARRANQUE, Efectivamente, si ahora sumamos las dos cuplas en la parte derecha de figura 2.415, la cupla resultante tiene valor nulo para $N = 0$ y $s = 1$. Del examen de este último dibujo, podemos sacar que:

- ✗ - Estos motores no arrancan por sí solos, sino a través de sistemas, o mecanismos auxiliares, ya que su cupla es nula a rotor detenido.
- Se comportan indistintamente girando en uno u otro sentido.
- La cupla se anula un poco antes del sincronismo, razón por la cual, la velocidad de régimen es algo menor que en las polifásicas de igual número de polos.
- Si lo llevamos al sincronismo, aparece una cupla opositora.

El hecho de que esta máquina no tenga par de arranque, ha originado diversos sistemas auxiliares para ponerlos en marcha, que estudiaremos después. La posición de reposo, es de equilibrio inestable si los frotamientos fuesen nulos. Apartando al rotor de la posición de reposo, hacia uno u otro sentido, aparece una cupla motora que lo impulsa.

Cuando el motor gira a la velocidad ω genérica cualquiera, la velocidad relativa del rotor respecto al campo directo es

$$\omega_{rd} = \omega_s - \omega = s \omega_s \quad (2.737)$$

Y la velocidad relativa del rotor respecto al campo inverso es

$$\omega_s + \omega = \omega_s + \omega_s - \omega_s + \omega = 2 \omega_s - (\omega_s - \omega) = 2 \omega_s - s \omega_s \quad (2.738)$$

quedando finalmente;

$$\omega_{ri} = (2 - s) \omega_s \quad (2.739)$$

Si el rotor estuviese detenido, el campo directo induciría una fuerza electromotriz en el rotor de una frecuencia igual a la de la corriente del estator. Dicha frecuencia sería directamente proporcional a ω_s , vale decir: $f_{rotor} = f_{estator}$. A un cierto resbalamiento s la velocidad relativa según la (2.737) será $s \omega_s$, y la frecuencia de la f.e.m. inducida por el campo directo es;

$$f_d = s f \quad (2.740)$$

Por analogía:

$$f_i = (2 - s) f \quad (2.741)$$

De estos razonamientos se desprende que el campo que gira a la derecha se comporta con resbalamiento s , mientras que el que gira hacia la izquierda responde a un resbalamiento $(2 - s)$.

♦ 2.7.4.- ECUACIONES DE LAS TENSIONES.- Basándonos en la teoría que terminamos de exponer, estamos en condiciones de formular una serie de ecuaciones sencillas, que han de ser de utilidad. Comenzamos por recordar que el bobinado del motor asincrónico monofásico tiene una cierta resistencia efectiva R_1 , y como una parte del flujo producido por el mismo se ha cerrado por el aire, debemos asignarle una cierta reactancia de dispersión X_1 .

Cada uno de los dos flujos rotantes, inducirá en el bobinado del estator una fuerza electromotriz que llamaremos $\bar{E}_{d1}$ y $\bar{E}_{i1}$. Si la corriente que fluye por el bobinado es $\bar{I}_1$, la ecuación de equilibrio ha de ser:

$$\bar{U}_1 = (R_1 + j X_1) \bar{I}_1 + \bar{E}_{d1} + \bar{E}_{i1} \quad (2.742)$$

La tensión $\bar{U}_1$ es la que debemos aplicar desde la red, para contrarrestar a las fuerzas electromotrices inducidas por los campos y balancear las caídas. Por otra parte, los dos flujos rotantes inversos han de inducir fuerzas electromotrices en los conductores de la jaula del rotor, con la particularidad de que esas fuerzas electromotrices no han de ser iguales, dado que los conductores están girando en uno de los sentidos. Pero supongamos por un instante que el rotor está detenido, y que la relación de espiras entre estator y rotor, es la unidad. Esto último es admisible aunque no lo fuese, ya que podemos reducir los valores del secundario al primario, como se hace en transformadores. Admitidas estas dos suposiciones, en el rotor se inducirán dos fuerzas electromotrices iguales a las inducidas en el estator, o sea, $\bar{E}_{d1} = \bar{E}_{d2}$ y $\bar{E}_{i1} = \bar{E}_{i2}$. Establecido esto, hagamos girar al rotor libremente hasta que alcance su resbalamiento normal s . En ese caso, las fuerzas electromotrices inducidas en el rotor ya no han de ser iguales, y dependerán de las velocidades relativas entre rotor y cada campo rotante.

La f.e.m. inducida por el campo directo será $s \bar{E}_{d2}$ y la inducida por el campo inverso $(2-s) \bar{E}_{i2}$, afirmación fácil de verificar con las (2.737) y (2.739). Con esos valores, podemos plantear dos ecuaciones similares a la del estator (2.742), pero para el rotor:

$$s \bar{E}_{d2} = s \bar{E}_{d1} = (R_2 + j s X_2) \bar{I}_{d2} \quad (2.743)$$

$$(2-s) \bar{E}_{i2} = (2-s) \bar{E}_{i1} = [R_2 + j(2-s) X_2] \bar{I}_{i2} \quad (2.744)$$

R_2 y R_{i2} son las resistencias efectivas del rotor a las frecuencias $s f$ y $(2-s) f$ respectivamente y la reactancia de dispersión del rotor, medida a la frecuencia del estator, es X_2 .

Debemos también decir que $\bar{I}_{d2}$ e $\bar{I}_{i2}$ son las corrientes que originan cada campo rotante en el rotor. Podemos transformar las (2.743) y (2.744) así:

$$\bar{E}_{d2} = \left[\frac{R_2}{s} + j X_2 \right] \bar{I}_{d2} \quad (2.745)$$

$$\bar{E}_{i2} = \left[\frac{R_{i2}}{2-s} + j X_2 \right] \bar{I}_{i2} \quad (2.746)$$

En el caso de los transformadores y de los motores trifásicos, habíamos establecido la existencia de un brazo de excitación, de admitancia $\bar{Y} = G - j B$, por el cual circulaba la corriente de excitación $\bar{I}_0$. La parte real representaba la disipación por pérdidas en el hierro y la parte imaginaria el inductor encargado de generar el flujo magnético principal. En este caso, al existir dos flujos rotantes, tendremos que acudir a dos corrientes de excitación para una correcta interpretación:

$$\bar{I}_{d0} = (G - j B) \bar{E}_{d1} \quad (2.747)$$

$$\bar{I}_{i0} = (G - j B) \bar{E}_{i1} \quad (2.748)$$

Estas ideas quedarán más claras al ver los circuitos equivalentes.

♦ 2.7.5.- CIRCUITO EQUIVALENTE.- Partiendo de la ecuación (2.742), podemos construir un circuito enteramente eléctrico, en el que sean ciertas las relaciones de dicha ecuación. Es el que presentamos en figura 2.416. Las fuerzas electromotrices las representamos por medio de generadores de f.e.m. equivalente. Pero como estas fuerzas electromotrices también

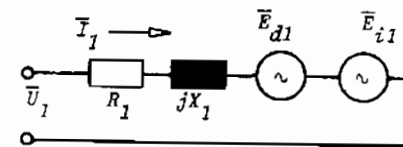


Fig. 2.416

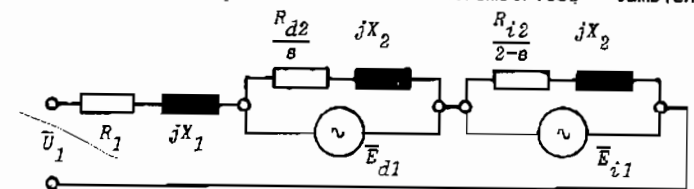


Fig. 2.417

están aplicadas al rotor, como ya expresamos con las (2.743) y (2.744), las conectamos esa carga en paralelo, como en figura 2.417. Los valores salen de las (2.745) y (2.746). Y como dijimos, cada campo puede considerarse generado por una admitancia determinada, la que podemos colocar en sustitución de los

generadores $\bar{E}_{d1}$ y $\bar{E}_{i1}$ en figura 2.417, y obtener la figura 2.418, que es el circuito equivalente completo del motor monofásico. Puede deducirse fácilmente que:

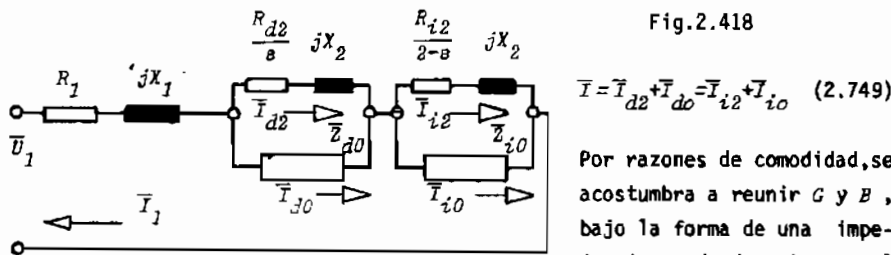


Fig. 2.418

Fig. 2.419

cido a la figura 2.419. De acuerdo a este dibujo, nos sale que:

$$\bar{Z}_{d0} = \frac{1}{G_d - jB_d} \quad (2.750)$$

$$\bar{Z}_{i0} = \frac{1}{G_i - jB_i} \quad (2.751)$$

La impedancia equivalente del circuito de figura 2.419 es:

$$\bar{Z}_e = R_1 + jX_1 + \frac{\bar{Z}_{d0} \bar{Z}_{d2}}{\bar{Z}_{d0} + \bar{Z}_{d2}} + \frac{\bar{Z}_{i0} \bar{Z}_{i2}}{\bar{Z}_{i0} + \bar{Z}_{i2}} \quad (2.752)$$

Siendo:

$$\bar{Z}_{d2} = \frac{R_{d2}}{s} + jX_2 \quad (2.753)$$

$$\bar{Z}_{i2} = \frac{R_{i2}}{2-s} + jX_2 \quad (2.754)$$

La corriente total tomada de la red es:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{U}_1}{\bar{Z}_e} \quad (2.755)$$

El circuito de figura 2.419 puede simplificarse, para los usos prácticos. Advirtamos que una pequeña variación del resbalamiento - como la que ocurre en un motor de este tipo, al pasar del estado de marcha a vacío hasta el

estado de plena carga - no comporta apreciables diferencias en los valores

en las cantidades afectadas por el subíndice "i", es decir, lo que corresponde al campo inverso. Esta conclusión nos permite reemplazar, $R_{i2}/(2-s)$, X_2 y Z_{i0} por una sola impedancia de valor $\bar{Z}_i$ constante que se toma para $s = 0,05$, lo que es una buena aproximación. Con estos

criterios se puede dibujar el circuito de figura 2.420, que es el circuito equivalente aproximado del motor asincrónico monofásico a inducción.

♦ 2.7.6.- CUPLA MOTORA.- Debido a que la teoría de este motor se ha encadrado por medio del doble campo giratorio, podemos aceptar que cada campo rotante cumple sus efectos con independencia del otro y aplicar entonces toda la teoría vista en el motor trifásico, pero dos veces.

La potencia mecánica total, es decir, la potencia útil P_u más las pérdidas mecánicas p_m nos dan el valor $P_m = P_u + p_m$, que sumado a la potencia por efecto Joule en el rotor, nos proporciona la potencia total transferida desde el estator al rotor. Esto también se vio en punto 2.6.11.- Para nuestro caso se aplicará a cada campo rotante presente. Por esa vía podemos obtener una expresión del siguiente tipo:

$$P_t = P_m + I_{2s}^2 R_2 = \frac{1-s}{s} I_{2s}^2 R_2 + I_{2s}^2 R_2 = \frac{R_2}{s} I_{2s}^2 \quad (2.756)$$

Se ve que la potencia total transferida tiene una expresión sencilla que para este estudio es muy útil. Tomando el último miembro de la (2.756) y aplicándolo a uno y otro campo rotante, llegamos al siguiente grupo:

$$I_{d2}^2 \frac{R_{d2}}{s} = R_{d2} I_{d2}^2 + \frac{1-s}{s} R_{d2} I_{d2}^2 \quad (2.757)$$

$$I_{i2}^2 \left[\frac{R_{i2}}{2-s} \right] = R_{i2} I_{i2}^2 + \frac{s-1}{2-s} R_{i2} I_{i2}^2 \quad (2.758)$$

Los términos $R_{d2} I_{d2}^2$ y $R_{i2} I_{i2}^2$ de estas dos últimas ecuaciones son la potencia disipada por efecto Joule, de cada campo, en el rotor. Ahora podemos sacarlos, para tener la potencia neta mecánica. Sumando luego ambas, tener la potencia del motor:

$$P_t = \frac{1-s}{s} R_{d2} I_{d2}^2 + \frac{s-1}{2-s} R_{i2} I_{i2}^2 \quad (2.759)$$

Transformando la anterior:

$$P_t = \frac{1-s}{s} R_{d2} I_{d2}^2 + \frac{s-1}{2-s} R_{i2} I_{i2}^2 \quad (2.760)$$

$$P_t = (1-s) \left[\frac{R_{d2} I_{d2}^2}{s} - \frac{R_{i2} I_{i2}^2}{2-s} \right] \quad (2.761)$$

Recordando que la potencia es la cupla por la velocidad, es decir:

$$P_t = 2 \pi \omega C_t \quad (2.762)$$

Y sacando de la (2.737):

$$\omega = (1-s) \omega_s \quad (2.763)$$

queda finalmente:

$$C_t = \frac{1}{2 \pi \omega_s} \left[\frac{R_{d2} I_{d2}^2}{s} - \frac{R_{i2} I_{i2}^2}{2-s} \right] \quad (2.764)$$

Esta ecuación no es otra cosa que la expresión de la curva que aparece a la derecha en figura 2.415. Es evidente que para $s = 1$, $C_t = 0$.

♦ 2.7.7.- METODOS DE PUESTA EN MARCHA.- Como hemos podido ver en el desarrollo de la teoría anterior, los motores asincrónicos monofásicos a inducción no tienen cupla propia de arranque. Es menester dotarlos de algún artificio que los saque del reposo. Describiremos los principales.

♦ 2.7.7.1.- ARRANQUE CON BOBINA AUXILIAR EN CORTO.- Este método para poner en marcha los motores monofásicos a inducción es el mas elemental y económico, pero tiene el inconveniente de que el par desarrollado en el arranque es bajo, aunque suficiente como para acelerar la máquina en vacío. Por esta razón se lo emplea cuando deben ponerse en marcha cargas que no requieren en esas condiciones una apreciable cupla, como el caso de los pequeños ventiladores de uso doméstico, y aparatos similares. El rendimiento de estos motores es escaso, pero como las potencias en juego son de poca importancia, ese factor negativo no es trascendente.

La disposición constructiva general se aprecia en la parte superior izquierda de figura 2.421. Abajo de ese croquis se ve un detalle de la bobina en corto, colocada en un polo. En la misma figura 2.421 se ve el símbolo normalizado. En cada uno de los polos, hay una canaleta por la cual pasa uno de los lados de bobina, y el otro queda fuera del polo. Por esta particularidad de construcción, el eje magnético de la bobina auxiliar en corto circuito está

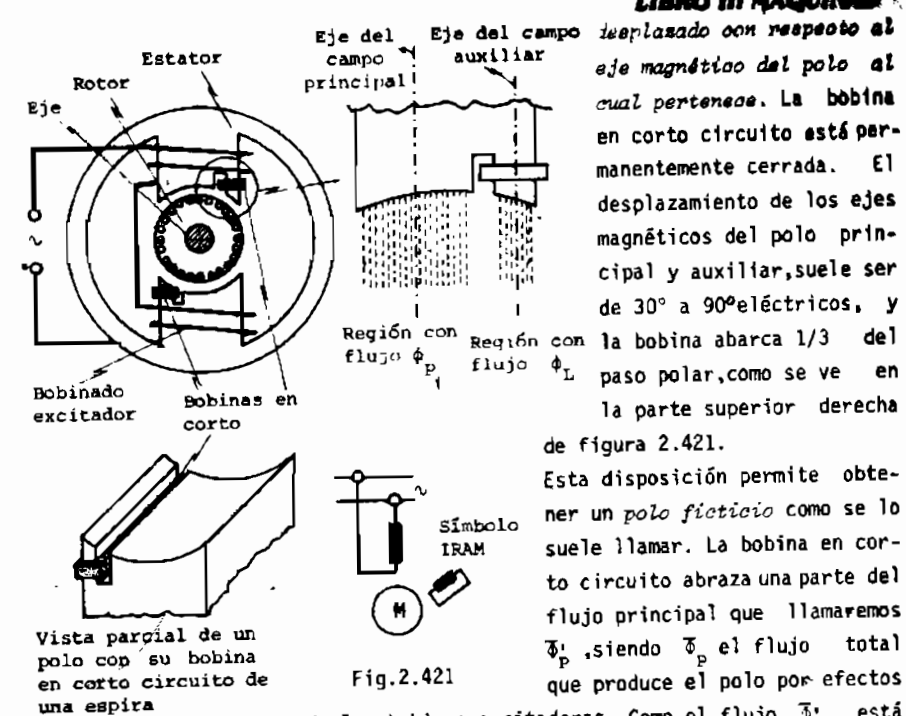


Fig. 2.421

de las bobinas excitadoras. Como el flujo Φ_p está

variando, inducirá en la bobina en corto circuito, una fuerza electromotriz $\bar{E}_a$, que a su vez producirá una corriente $\bar{I}_a$ porque el circuito es cerrado. La f.e.m. $\bar{E}_a$ está 90° atrasada con respecto al flujo Φ_p que la provoca y la corriente atrasa algo con respecto a esa f.e.m., porque la bobina en corto es un circuito con resistencia y autoinducción. La corriente $\bar{I}_a$ produce un flujo por su cuenta Φ_a , que sumado al flujo ya existente en la misma por causa del polo Φ_p , nos suministra el flujo total que la afecta $\Phi_L = \Phi_p + \Phi_a$. Por este camino hemos explicado que el rotor, se ve afectado por dos flujos (bajo cada polo) con la siguiente particularidad: los dos flujos están desplazados en el tiempo, y en el espacio.

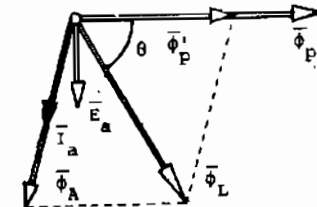


Fig. 2.422

El desplazamiento de tiempo es θ en la figura 2.422. Para estos dos flujos podríamos hacer un razonamiento similar al hecho para un campo rotante, en figura 2.9, y llegaríamos a demostrar que esos dos flujos provocan también un campo rotante, pero no de magnitud constante. Recordando la figura 2.10 a la derecha, en el campo rotante trifásico el lugar geométrico del extremo del vector resultante era un círculo. En este caso, no se advierte

lo mismo, dado que los dos componentes no son iguales en módulo, y el desplazamiento no es exactamente 90° . Pero de todos modos - y sin demostrarlo porque no se justifica - la bobina auxiliar en corto circuito junto con el polo, causan un campo rotante adicional a los dos naturales del motor, con el cual se logra una cupla que si bien pequeña, es capaz de poner en marcha el motor. Una vez arrancado, la misma curva de cupla de figura 2.415 a la derecha nos demuestra que hay cupla propia como para proseguir la marcha. La bobina en corto circuito se proyecta cuidadosamente para no exagerar la corriente que por ella circula, porque su condición de circuito permanentemente cerrado, la convierte en un receptor de energía perdida, que afecta al rendimiento. Por otra parte, es condición de estas máquinas su irreversibilidad. Como el sentido de giro depende de hacia donde impulse al rotor el campo auxiliar en su momento de arranque, el sentido de giro depende de la posición de la bobina en corto circuito con relación al eje del polo. En lo que respecta a la variación de velocidad en estos motores, se logra fácilmente por medio de un reactor en serie, con contactos escalonados. Por lo regular estos motores se los construye en bajas potencias, del orden de los 100 Watt.

♦ 2.7.7.2.- MOTOR DE FASE CORTADA.- Es un sistema de arranque más evolucionado que el anterior y muy difundido. Tiene un par de arranque satisfactorio para muchos usos, se puede construir en potencias mayores, aun cuando su costo es mayor que el tipo anterior. El motor de fase cortada tiene un

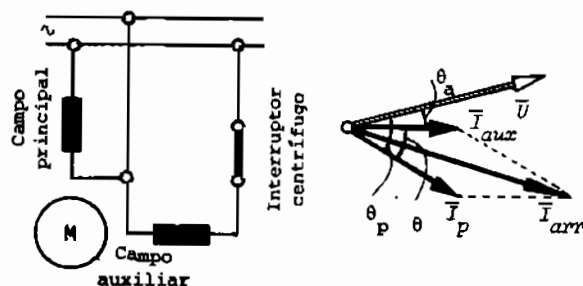


Fig. 2.423

bobinado principal y un bobinado auxiliar, como ya ilustramos en la figura 2.411. En la figura 2.423 a la izquierda tenemos el esquema de conexiones, y a la derecha, el diagrama de vectores de las magnitudes presentes. Para explicar el arranque digamos lo que sigue. Cuando el motor está detenido, el campo principal y el campo auxiliar están en paralelo. Al conectarse a la red, ambos producen su campo magnético alterno, que compuestos, producen un campo rotante. La corriente $\bar{I}_p$ produce el campo principal del motor y la corriente $\bar{I}_{aux}$ produce un campo auxiliar desplazado 90° del principal en el espacio y θ desplazado en el tiempo. Ambos producen un campo rotante auxiliar que ocasiona la puesta en marcha. Alcanzada una velocidad que puede ser del orden del 70%

336

de la de sincronismo, un interruptor que actúa por fuerza centrífuga desconecta el campo auxiliar. Si el interruptor centrífugo falla y no desconecta, el campo auxiliar queda constantemente conectado en carga. Esto no es favorable porque los arrollamientos auxiliares por lo regular no se construyen para funcionamiento continuo y en ese caso, se destruirían por calentamiento. Además, la presencia del campo auxiliar en marcha normal provoca un campo de naturaleza asimétrica que causa una marcha ruidosa. Como puede verse en la parte derecha de figura 2.423, la corriente $\bar{I}_p$ que toma el campo principal está bastante más defasada de la tensión, que la $\bar{I}_{aux}$ que toma el campo auxiliar, en razón de que la relación reactancia/resistencia en ambos arrollamientos se proyecta bien diferente. En verdad, el diseñador procura que el ángulo θ sea lo mayor posible. Si revisamos la fórmula (2.417) de la cupla en los alternadores, podemos, por extensión, afirmar que la cupla de puesta en marcha debe resultar función de las dos corrientes de los campos que producen el campo de arranque y del seno del ángulo de defasaje entre ellas;

$$C_{arr} = K I_p I_{aux} \sin \theta \quad (2.765)$$

Es conveniente incrementar el ángulo θ para lograr alta cupla de arranque. Estos motores se emplean mucho en refrigeradores, ventiladores y compresores de aire, del orden de 2 CV. En algunas aplicaciones, como los motocompresores de refrigeradores, el interruptor actúa por corriente en vez de velocidad.

♦ 2.7.7.3.- MOTOR CON ARRANQUE A CAPACITOR.- Si en el circuito del arrollamiento auxiliar de un motor de fase cortada, intercalamos un capacitor como se ve en la figura 2.424,

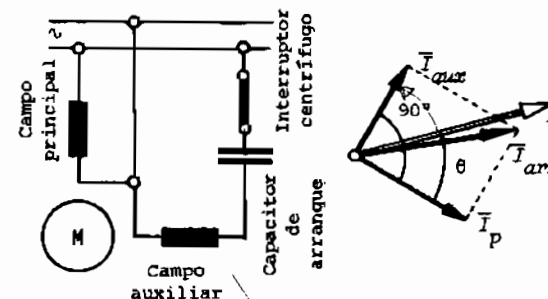


Fig. 2.424

logramos un defasaje entre $\bar{I}_p$ y $\bar{I}_{aux}$ mucho más significativo que en el caso anteriormente relatado. Si observamos la fórmula (2.765), apreciamos que con el motor con arranque a capacitor, el ángulo θ está cercano a los 90° , con lo que la cupla se hace máxima. Además, la corriente total $\bar{I}_{arr}$ en el momento de la puesta en marcha, es menor que la de figura 2.423. Este motor requiere de un capacitor que permita defasar la corriente $\bar{I}_{aux}$ de la tensión, lo suficiente como para lograr un ángulo θ de valor próximo a 90° . La reactancia de este capacitor debe compensar ampliamente a la reactancia del bobinado auxiliar, lo que causa la aplicación de ca-

capacitores de alto valor, lo que se logra aplicando los electrolíticos que ya mencionamos en figura 1.29 del tomo I "Circuitos". Estos elementos son de empleo delicado por la película dieléctrica, que se puede perforar fácilmente. Por lo regular, su intervención debe limitarse a un tiempo corto y no sobrepasar una cierta cantidad de arranques por hora. Estos capacitores, también ocupan un lugar que aumenta el volumen del conjunto. También se emplean capacitores de papel impregnado, que son más resistentes a las sobretensiones.

El comportamiento del motor con arranque a capacitor, se puede apreciar en la figura 2.425. La cupla es alta en la puesta en marcha, pero alcanzada la velocidad de accionamiento del interruptor centrífugo, y dejar de actuar el arrollamiento auxiliar, la cupla baja y toma su valor natural.

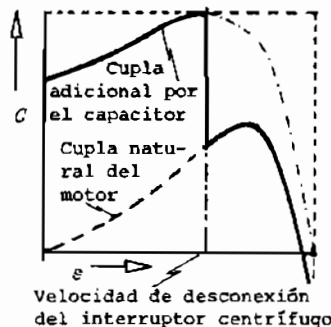


Fig. 2.425

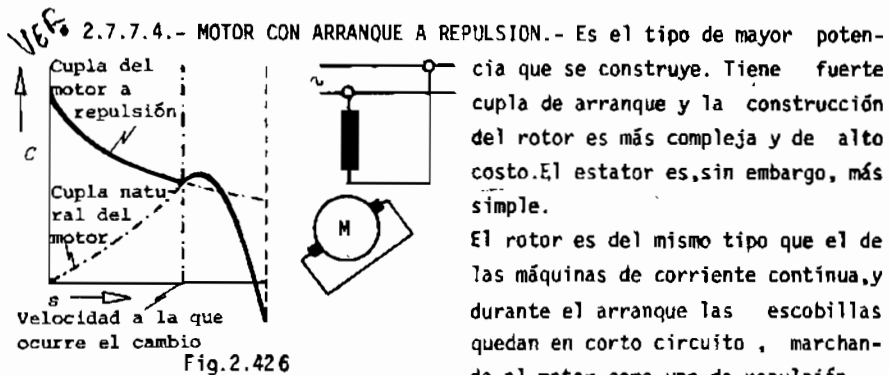


Fig. 2.426

Llegado a una velocidad del orden de los 2/3 la nominal, todo el colector se pone en corto circuito y las escobillas se levantan para evitar su desgaste inútil y el ruido. En figura 2.426 tenemos su característica y su conexión. El arranque suele hacerse con un reactor limitador de corriente en serie. Sobre el motor a repulsión, veremos su teoría más adelante.

♦ 2.7.8.- MOTOR CAPACITOR.- Según vimos en el tema 2.7.7.3.- las máquinas que nos ocupan pueden arrancar por medio de un circuito auxiliar provisto de un capacitor en serie. Sobre esta idea se puede diseñar un motor que mantenga en forma constante conectado el circuito auxiliar. En ese caso, se puede lograr que el campo principal y el campo auxiliar sean de igual

valor absoluto, y además, como su defasaje es de 90° en el espacio, podemos lograr un campo bifásico si el defasaje de las corrientes es también de 90° en el tiempo. Esto último depende de un adecuado diseño de los circuitos. Este tipo de motor tiene la ventaja de que su curva cupla-resbalamiento, es igual a la de un motor trifásico. Su funcionamiento es simple y silencioso.

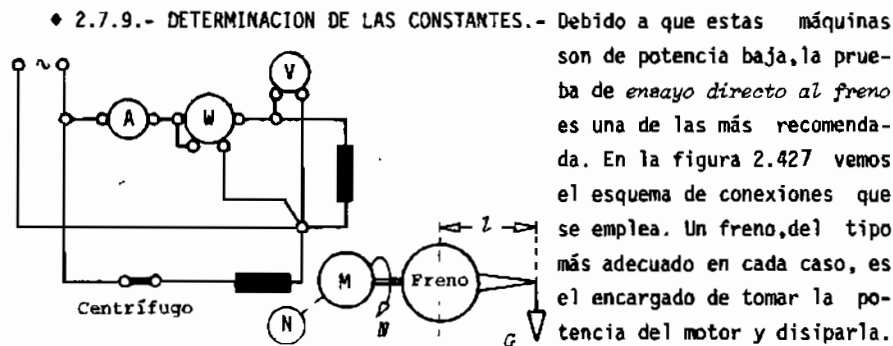


Fig. 2.427

Debido a que estas máquinas son de potencia baja, la prueba de ensayo directo al freno es una de las más recomendada. En la figura 2.427 vemos el esquema de conexiones que se emplea. Un freno, del tipo más adecuado en cada caso, es el encargado de tomar la potencia del motor y disiparla. Esta prueba es la empleada en los casos en que se trata de una prueba de recepción, o un estudio de la máquina. En general, las características del motor se representan en función del resbalamiento, para lo cual hay que medir la velocidad en forma cuidadosa.

Si preferimos un análisis más detallado, es recomendable acudir a tres ensayos:

- Medición de resistencias: Se miden con corriente continua las resistencias de los dos bobinados, y se reducen los valores a la temperatura de 75°C . Tendremos R_{1cc} y R'_{1cc} .
- Prueba a vacío: Se conecta sólo el bobinado principal y se hace arrancar la máquina a mano. Empleamos el mismo circuito que en figura 2.425 pero con diferentes constantes en los instrumentos y liberando el eje. Se mide la tensión, la corriente y la potencia, es decir, U_o , I_o y P_o .
- Prueba en corto circuito: Se hace en dos fases. Primero, se alimenta el arrollamiento principal con el eje inmóvil, midiendo la tensión, la corriente y la potencia, es decir, U_b , I_b y P_b . Segundo, se repite pero para el arrollamiento auxiliar obteniendo U'_b , I'_b y P'_b . Las dos pruebas se hacen con el esquema de conexiones de figura 2.425 pero variando las constantes de los aparatos y bloqueando el rotor. La tensión aplicada debe ser reducida.

Viendo la figura 2.418 que nos representa al motor conforme la teoría del doble campo giratorio, procedemos como sigue. Si la máquina está a rotor blo-

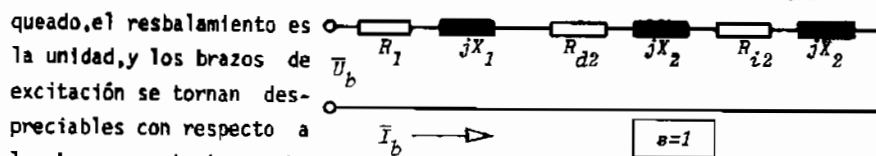


Fig. 2.428

$$R_e = \frac{P_b}{I_b^2} \quad (2.766a)$$

$$Z_e = \frac{U_b}{I_b} \quad (2.766b)$$

$$X_e = \sqrt{Z_e^2 - R_e^2} \quad (2.766c)$$

Para las reactancias, la práctica sugiere:

$$X_1 = \frac{X_e}{2} \quad ; \quad X_2 = X_e \quad (2.766d)$$

En lo referente a las resistencias, hagamos una consideración previa. El valor medido R_{1cc} del campo principal es inferior al de servicio, por los conocidos efectos de la corriente alterna en conductores. Ver fórmula (1.50) de Tomo I "Circuitos". Por lo tanto, los valores definitivos a usar son:

$$R_1 = k_1 R_{1cc} \quad (2.767a)$$

Efectuando:

$$R_e = R_1 \quad (2.767b)$$

obteremos la resistencia del rotor a la frecuencia del estator. Aproximadamente admitimos que la mitad de ese valor corresponde al campo directo:

$$\frac{R_e - k_1 R_{1cc}}{2} \quad (2.767c)$$

Reduciendo este valor a corriente continua, dado que trabaja con una frecuencia muy reducida, nos queda:

$$R_{d2} = \frac{1}{2} (R_e - k_1 R_{1cc}) / k_1 \quad (2.767d)$$

En cuanto a la resistencia ofrecida al campo inverso, advertimos que debe ser mayor, dado que trabaja a frecuencia $f_i = (2 - s) f$ que es mayor.

Prácticamente es suficiente calcularla por medio de:

$$R_{i2} = k_2 R_{d2} \quad (2.768)$$

Para las constantes se acostumbra a tomar:

$$k_1 = 1,2 \quad y \quad k_2 = 1,8 \quad (2.769)$$

De la prueba a vacío es posible deducir que el circuito equivalente queda reducido al de figura 2.429. Las simplificaciones surgen de lo siguiente. Si el campo acompaña prácticamente al rotor, ya que a vacío la velocidad es muy próxima al sincronismo, el resbalamiento vale $s = 0$, por lo que la rama R_{d2}/s se hace equivalente a un circuito abierto, quedando solo el brazo de excitación. Pero con el campo inverso sucede lo contrario, ya que la relación $2 - s$ se hace mínima, por lo que el valor $R_{i2}/(2 - s)$ es de tal valor, que resta toda importancia al brazo de excitación que le corresponde.

Las pérdidas magnéticas se calculan fácilmente.

$$P_{mg} = P_o - P_{mec} - R_1 I_o^2 - \frac{1}{2} R_{i2} I_o^2 \quad (2.770)$$

Las pérdidas mecánicas aquí marcadas son fácilmente obtenibles con el mismo criterio de reducción de velocidad, que explicamos en motores trifásicos, curva 2.394, despreciando las pérdidas en el cobre a baja corriente.

La corriente I_o atrasa casi 90° respecto de U_o , por lo que la tensión en la admitancia de excitación es:

$$U_B = U_o - I_o (X_1 + X_2) \quad (2.771)$$

Con la tensión, podemos determinar los otros componentes del brazo de excitación:

$$G = \frac{P_{mg}}{U_B^2} \quad (2.772a)$$

$$Y = \frac{I_o}{U_B} \quad (2.772b)$$

$$B = \sqrt{Y^2 - G^2} \quad (2.772c)$$

Con todos estos elementos se contruye el circuito equivalente y es posible determinar los valores en cualquier estado de funcionamiento caracterizado por su resbalamiento, vale decir, por su velocidad.

2.8.- MAQUINAS DE CORRIENTE CONTINUA

♦ 2.8.1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO COMO GENERADOR Y COMO MOTOR.-

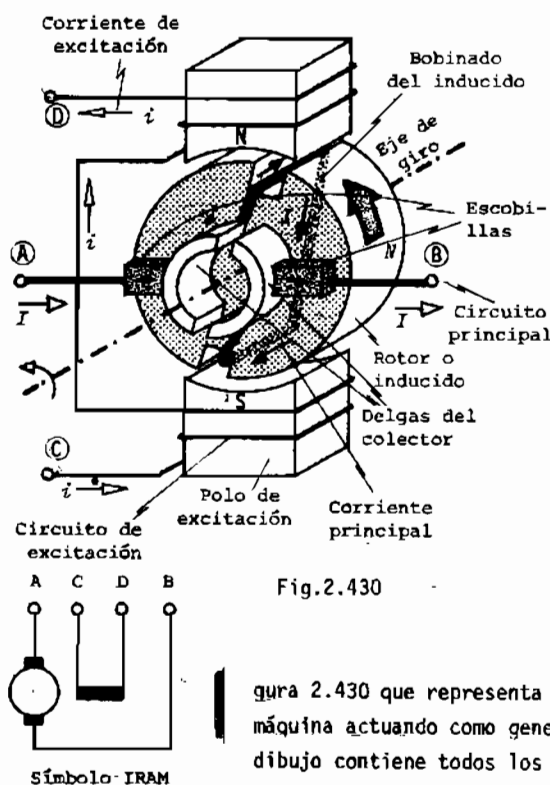


Fig.2.430

Comenzamos entonces el estudio conjunto de generador y motor de continua, examinando la figura 2.430 que representa un esquema muy elemental de la máquina actuando como generador. Si bien muy simple, el dibujo contiene todos los elementos de una máquina completa. Recomendamos examinar la nomenclatura y denomina-

ción de los componentes, antes de avanzar. La máquina de corriente continua se distingue de las otras porque posee un órgano denominado *conmutador*, compuesto por el *colector* y las *escobillas*. Este órgano tiene por misión *cambiar el sentido de la corriente en momentos adecuados*. Dicho en otra forma, el colector y las escobillas constituyen un *rectificador mecánico* con sus ventajas e inconvenientes. El conmutador produce ruido, desgaste, interferencias radioeléctricas y requiere un mantenimiento cuidadoso. En la figura 2.430, el conmutador tiene un colector de sólo dos *delgas* y dos *escobillas*. De la delga izquierda sale un conductor que pasa por una canaleta paralela al eje de giro, sigue por atrás y regresa por la canaleta de colocación diametralmente opuesta a la primera, para finalizar su recorrido en la delga de la derecha. A este circuito se lo llama *bobinado del inducido* y en el caso de la figura es de una sola espira, porque hemos dibujado el más elemental que se pueda concebir. Como en el caso de los alternadores, al conductor que está en la canaleta lo llamamos *lado de bobina*. Arriba y abajo se ven los *polos principales*, órganos fijos que provistos de un *bobinado de excitación* recorrido por la *corriente de excitación* i . Debe insistirse en que el colector con sus delgas gira junto con el eje, mientras que las escobillas están fijas en el espacio y frotan contra las delgas. De las escobillas salen los conductores que vinculan el circuito interno de la máquina, el bobinado del inducido, con los circuitos externos.

▲ ANALISIS DE LA MAQUINA COMO GENERADOR

En la figura 2.431 tenemos al generador visto de frente, normal al eje de giro y supongamos que gira en el sentido dibujado con velocidad constante. Los po-

Esquema de MAQUINA DE CORRIENTE CONTINUA funcionando como GENERADOR

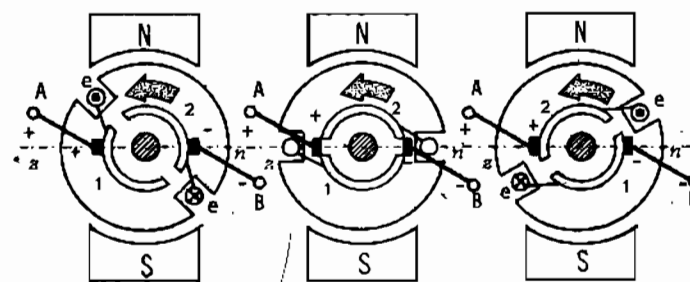


Fig.2.431

los producen un flujo magnético que, conforme el sentido adoptado en figura 2.430, con la corriente marcada con i , las líneas del campo van de arriba hacia abajo. El conductor que en la figura izquierda está pasando por la parte superior, va de derecha a izquierda y con ayuda de la regla de mano derecha, establecemos que la fuerza electromotriz e inducida viene hacia nosotros. Confiere su polaridad a la delga que en momen-

to está a la izquierda y se marcó con el número 1. Como la escobilla que está a la izquierda frota esa escobilla, le confiere su polaridad, la que finaliza en el terminal exterior A. Como por ese terminal habrá de salir corriente si conectamos un circuito externo, ese borne es el POSITIVO. Viendo ahora el conductor que está pasando por la parte inferior, va de la izquierda hacia derecha y la fuerza electromotriz inducida entra en el plano. Como los dos lados de bobina están conectados en la parte posterior, los sentidos son concordantes. Como la corriente es entrante en este último conductor que hemos examinado, la delga con número 2 será para entrar al circuito del inducido. En consecuencia, por el terminal B debe entrar o regresar la corriente desde el circuito exterior y por ello es el NEGATIVO. Lo de positivo y negativo, es la apreciación de un observador exterior a la máquina, que piensa emplearla como generador.

Si el rotor sigue su marcha, un momento posterior estará en la posición que nos muestra el dibujo central de figura 2.431. Los dos lados de bobina están pasando por la línea neutra Z-N y por lo tanto, la fuerza electromotriz inducida en ellos es nula. En ese momento, las escobillas están tocando en forma simultánea a las dos delgas. A este estado particular, por el que pasa la máquina cada media vuelta, se denomina *conmutación*. Siguiendo la marcha, el conductor que estaba haciendo la trayectoria circular en la parte superior, pasará a cumplir igual trayecto por la parte inferior. La delga número uno que tocaba a la escobilla izquierda pasa a tocar la escobilla derecha y lo inverso con la delga número dos. Se observa fácilmente que *la fuerza electromotriz inducida en la bobina es alterna, pero por la intervención del conmutador (delgas y escobillas), la polaridad que se obtiene exteriormente es constante, vale decir, continua*. La polaridad de las escobillas A y B permanece constante, aunque su valor es variable cíclicamente. En el momento que hemos llamado conmutación, se produce la permutación de terminales. El tiempo de conmutación es breve y sus efectos han sido largamente estudiados.

Δ ANALISIS DE LA MAQUINA COMO MOTOR

En la figura 2.432 repetimos el dibujo de la figura 2.431, pero ahora vamos a considerar que se trata de un motor. Propongámonos que por el terminal de letra A que será el POSITIVO ingresa corriente de una fuente adecuada. La corriente pasará por el terminal hasta la escobilla izquierda. De allí, por frotamiento a la delga izquierda, en el dibujo situado a la izquierda. De ese lugar se dirige al lado de bobina que está arriba en ese momento y por ello tendrá sentido entrante al dibujo. La corriente pasará por atrás hacia el lado de bobina inferior, con sentido ahora saliente, para dirigirse a la delga que está a la derecha y salir finalmente por el terminal B que es NEGATI-

VO. Veamos ahora lo que ocurre con las corrientes dentro del campo magnético que producen los polos principales. Recordando lo visto en tema 2.1.4.3., la corriente producirá fuerzas. Con ayuda de la regla de la mano izquierda, podemos determinar el sentido de esas fuerzas. En el conductor de arriba, tendrá sentido hacia la izquierda y abajo, hacia la derecha. Como tratándose de fuerzas es lícito descomponerlas en dos direcciones, lo hacemos, aunque no las dibujamos para no complicar el dibujo. Cada fuerza es descompuesta en una componente diametral, que pasa por el eje de giro, y en otra tangencial, que es la que hemos dibujado y marcado con la letra *f*. Las componentes diametrales se anulan dos a dos y no interesan para nada. En cambio las *fuerzas tangenciales* forman una *cupla*. Si el sistema gira en el sentido acordado, al Esquema de MAQUINA DE CORRIENTE CONTINUA funcionando como

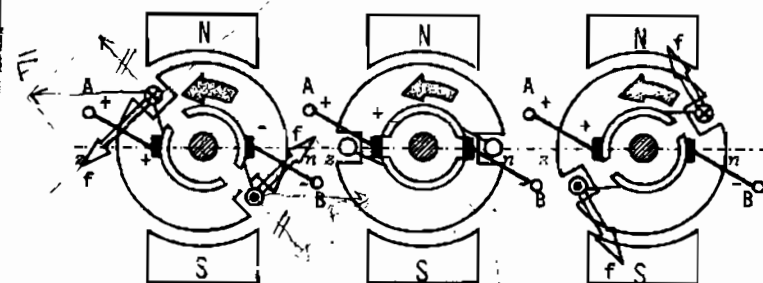


Fig.2.432

llegar los conductores a la zona neutra Z-N la corriente sufrirá un brevísimo corto circuito. Traspuesta esta posición, el fenómeno se repite pero permutándose las posiciones de los conductores. Sin embargo, el sentido de la cupla permanece constante.

Δ ANALISIS CONJUNTO

Invitamos al lector a examinar las figuras 2.431 y 2.432 conjuntamente. Advertimos que *el sentido de giro es el mismo en ambos fenómenos analizados*. La dirección del flujo principal proveniente de los polos principales, se ha supuesto la misma en ambos casos, por lo que *la corriente de excitación tiene el mismo sentido en ambos ejemplos*. Los terminales A y B han conservado la polaridad, es decir, *consideramos polaridad constante*. La corriente principal, del bobinado del inducido, era saliente por A en el caso del generador, y entrante por A en el caso del motor. Por lo tanto, *para un motor, la corriente tiene sentido relativo opuesto que para generador, supuestas iguales las restantes condiciones*.

Venimos deduciendo que la máquina de corriente continua puede funcionar como generador o como motor, dependiendo del sentido de la corriente aplicada al circuito del inducido.

♦ 2.8.2.- CONEXIONES Y SENTIDOS DE CORRIENTE.- Visto el principio de funcionamiento de generadores y motores de corriente continua, es aconsejable ahora ver algo sobre las conexiones y sentidos de corriente en estas máquinas.

Para ello acudimos a la figura 2.433 que nos representa a dos máquinas de corriente continua conectadas sobre una misma red. La de la izquierda ha de funcionar como generador y la otra como motor. Se han usado los símbolos convencionales de IRAM. Tomando el generador, vemos que el *circuito de excitación* se ali-

menta de un sistema auxiliar de corriente continua, que tiene por fin proveer la *corriente de excitación* i . Siguiendo las normas, el terminal C es el POSITIVO y el terminal D el NEGATIVO. Con esa corriente i el bobinado de excitación del generador forma el *flujo principal* Φ con el cual se ha de generar la *fuerza electromotriz* E que habremos de recoger entre las escobillas. Por lo tanto, entre los terminales de la máquina tendremos una tensión U que se aplicará a la *red de corriente continua principal*. Por las normas adoptadas, el terminal A ha de resultar POSITIVO, mientras que el B será el NEGATIVO. Siempre de acuerdo a normas, el *sentido de corriente principal* I irá de B hacia A "dentro" de la máquina, como marcamos con la flecha triangular grande.

A la derecha, tenemos otra máquina igual que habremos de suponer se comporta como motor. La *corriente de excitación* i proviene de la red auxiliar y el *circuito de excitación* no difiere del caso del generador. La corriente ingresa por el POSITIVO de nombre C y sale por el NEGATIVO de nombre D. Este bobinado genera también, como en el generador, el *flujo principal* Φ mediante el cual se ha de producir la *cupla motora* C que habremos de recoger en el eje de giro. Para lograr esa cupla, debe haber fuerzas en los conductores del rotor, originadas por el *flujo principal* Φ y por la *corriente principal* I .

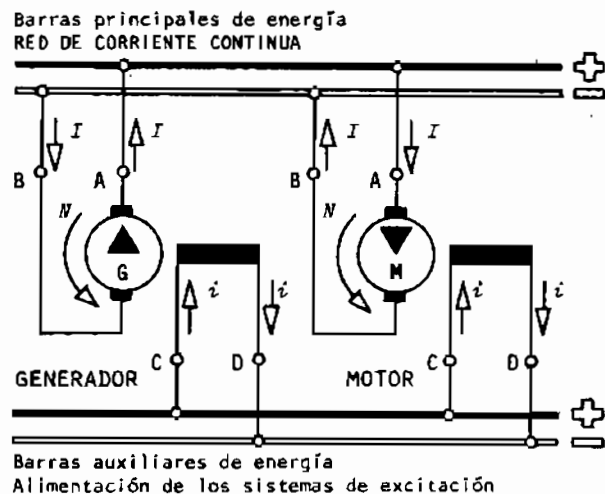


Fig.2.433

La corriente principal se obtiene de la *red de corriente continua principal*, que entrando por el terminal A que es el POSITIVO, hace su recorrido dentro del rotor y sale por el terminal B que es el NEGATIVO. El *sentido de la corriente principal* I será desde A hacia B "dentro" de la máquina, como marcamos con la flecha triangular grande.

Nótese muy particularmente que, el *sentido de giro*, es el mismo, sea en el generador como en el motor.

Adelantándonos un poco a la teoría que luego estudiaremos, en el caso del generador, aplicando la ecuación general vista en Tomo I "Circuitos", en la fórmula (1.34) podemos volver a escribir:

$$U = E - R_i I \quad (2.773a)$$

en donde:

U = tensión en bornes del generador, en Volt (V)

I = corriente entregada por el generador a la red, en Amper (A)

R_i = resistencia interior del generador, desde A hasta B, en Ohm (Ω)

E = f.e.m. inducida por el flujo Φ , en Volt (V)

En el caso del motor, al girar los conductores, lo mismo que en el generador, se inducirá una f.e.m. del mismo tipo, pero como se trata de un efecto de diferente condición, se acostumbra a llamarla *fuerza contra electromotriz* E_c , y como el *sentido de corriente en el motor es opuesto al caso del generador*, la fórmula (2.773a) puede escribirse:

$$U = E_c + R_i I \quad (2.773b)$$

En verdad, un motor de corriente continua es un generador al que se le aplica en su inducido (rotor) corriente de sentido opuesto y que en vez de tomar la energía de un motor primario por su eje, entrega energía por su eje. La máquina de corriente continua es reversible, lo mismo que la máquina sincrónica que ya hemos estudiado. En efecto. Si repasamos la fórmula (2.441) del generador sincrónico (alternador), y la comparamos con la (2.572) del motor sincrónico, vemos la semejanza. La diferencia radica en que en un caso se trata de magnitudes variables representables por fasores (vectores armónicos), y en el otro caso son escalares. La *resistencia interior* R_i es comparable por sus efectos, con la *impedancia sincrónica* Z_s .

Así las cosas, ha llegado el momento de afirmar que la *ecuación general de las máquinas de corriente continua* es:

$$U = E \pm R_i I \quad (2.773c)$$

correspondiendo el signo (+) a motor, y el (-) a generador. Por analogía, para las máquinas sincrónicas:

$$\vec{U} = \vec{E}_o + \vec{Z}_B \vec{I}$$

(2.774).

• 2.8.3.- FORMA DE LA ONDA DE TENSION, O DE CUPLA.- Revisando la figura 2.430 detectamos fácilmente que, de no existir el conmutador (colector y escobillas), entre los terminales de la bobina del inducido recogeríamos una f.e.m. alterna. La misión del conmutador es, precisamente "permutar" las conexiones en el momento oportuno, para que entre terminales A y B podamos recoger una tensión unidireccional de las que ya explicamos en el Tomo I "Circuitos" de esta obra, tema bajo número 1.1.3.3.-.

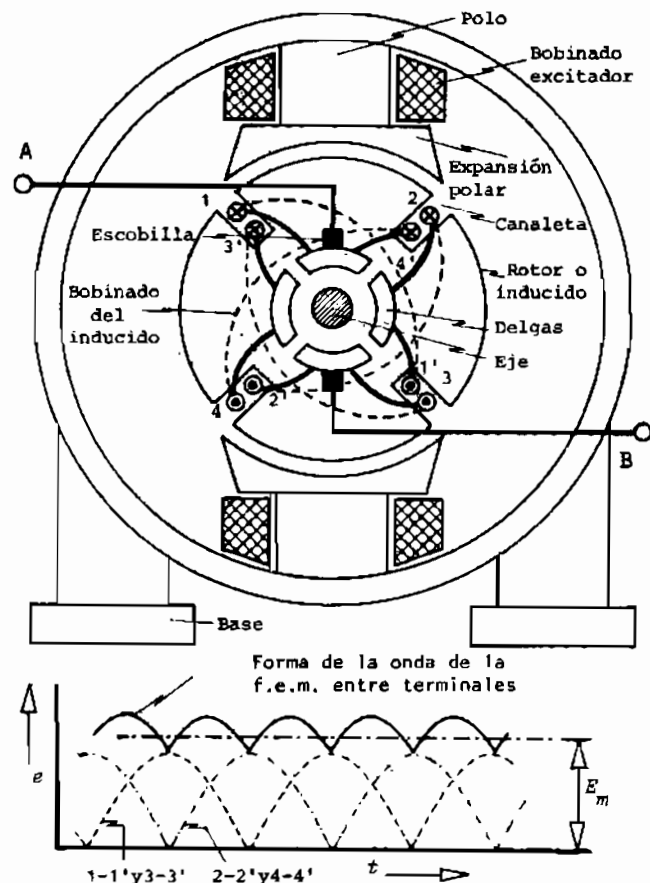


Fig.2.434

a la figura 2.434 que representa un paso más avanzado con respecto al esquema elemental de la anterior 2.430. El colector tiene ahora cuatro delgas, y si bien sigue habiendo sólo dos polos principales, ahora tenemos en el rotor ocho conductores activos en cuatro canaletas, formando cuatro bobinas. Si repasamos la figura con la vista, veremos que partiendo de una delga cualquiera se llega a la misma después de pasar por todos los conductores. Esto indica

La corriente recogida entre terminales A y B no es una continua pura, sino simplemente unidireccional, suficiente para gran parte de las aplicaciones prácticas. Para avanzar en el estudio de la teoría, acudamos ahora

La corriente recogida entre terminales A y B no es una continua pura, sino simplemente unidireccional, suficiente para gran parte de las aplicaciones prácticas. Para avanzar en el estudio de la teoría, acudamos ahora

La corriente recogida entre terminales A y B no es una continua pura, sino simplemente unidireccional, suficiente para gran parte de las aplicaciones prácticas. Para avanzar en el estudio de la teoría, acudamos ahora

que los bobinados del inducido en las máquinas de corriente continua, son circuitos eléctricos cerrados. A su vez, si partimos desde A llegamos a la escobilla superior que toca la delga que en ese momento está arriba. De allí, la corriente puede seguir dos caminos, hacia la izquierda o hacia la derecha. Por cualquiera de ambos caminos, se llega finalmente a la delga que en ese momento está abajo y por la escobilla inferior las corrientes se reúnen y salen por el terminal B. Queda así en evidencia, que los bobinados del inducido de una máquina de corriente continua, tienen ramas en paralelo, por lo menos, dos. En máquinas muy complejas, el número de circuitos en paralelo es mayor.

Repasando un poco los bobinados digamos, en base a figura 2.434, que el lado de bobina 1 está conectado con el lado diametralmente opuesto 1', y así sucesivamente. Por lo dicho más arriba, hay un circuito formado por las bobinas de número 1-1' + 2-2', y otro formado por las bobinas de número 4'-4 + 3'-3 que están en paralelo. Es evidente que hay un desfase de 90° entre los valores de las fuerzas electromotrices inducidas en bobinas 1-1'; 3-3' y las inducidas en bobinas 4'-4; 2'-2, por lo que las ondas de la f.e.m. en cada uno de los dos grupos no concuerdan en fase. Por ello, en la parte inferior de la figura 2.434 hemos dibujado en trazos las ondas de los dos circuitos. Una onda corresponde a las bobinas 1-1' y 2-2' que están en serie, y la otra onda corresponde a las bobinas 4-4' y 3-3' que también están en serie. Como un par compone el circuito que llamaremos I, y el otro grupo compone el circuito que llamaremos II y ambos están en paralelo por medio de las delgas y las escobillas, debemos sumar para obtener la resultante a la salida, que es la onda más gruesa de arriba. Surge claramente que, la onda de la fuerza electromotriz resultante e, es una pulsante. Es fácil intuir que aumentando la cantidad de bobinas del inducido, la onda de la f.e.m. resultante es cada vez más parecida a una recta, es decir, a una corriente continua pura. Si en vez de un generador hubiésemos analizado un motor, lo dicho para las fuerzas electromotrices, habría sido válido para las fuerzas tangenciales que forman la cupla. Además, si la distribución del flujo principal en el entrehierro es sinusoidal, tanto la f.e.m. como la cupla motora, serán sinusoidales. Pero los diseñadores procuran que la distribución del flujo en el entrehierro sea plana, en buena parte del trayecto. Por eso, en figura 2.435 dibujamos ambas ideas a fin de poder apreciar sus diferencias. Con la distribución plana, se logran

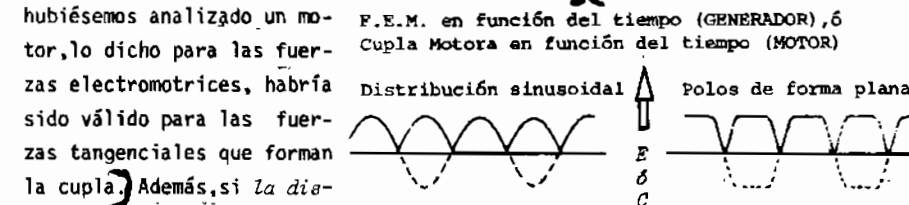


Fig.2.435

Con la distribución plana, se logran

fuerzas electromotrices, o cuplas, de forma más lineal y regular, lo que es muy favorable. Si a la forma plana de los polos, con la cual se logran ondas planas, sumamos un aumento del número de bobinas en serie, o sea aumentamos el número de conductores activos, se consiguen formas de onda de la calidad requerida por las exigencias técnicas.)

♦ 2.8.4.- PRINCIPALES ASPECTOS CONSTRUCTIVOS.- Con lo estudiado de máquinas rotantes en los capítulos anteriores, no es necesario ahora entrar en un Esquema de un ESTATOR sin el rotor

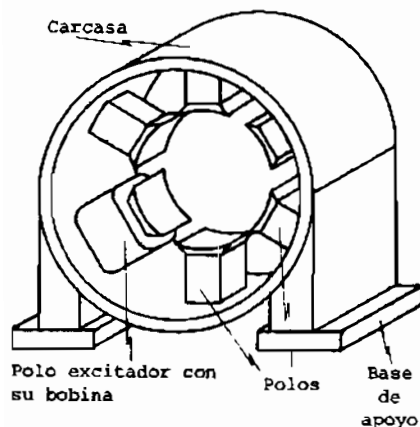


Fig. 2.436

de un alternador a polos salientes. Los materiales empleados para la carcasa, también son similares. En la figura 2.436 vemos un esquema de estator con sus polos.

El inducido o rotor presenta el aspecto del dibujo de figura 2.437. Se fabrica con chapas de hierro al silicio, laminado y con canaletas muy parecidas a las de los motores asincrónicos trifásicos. El eje es de acero. Los bobinados del rotor, cuyos aspectos funcionales explicaremos más adelante, tienen sus lados de bobina en las canaletas, y sus terminales se conectan adecuadamente a las delgas del colector, las que a su vez, están armadas e inmovilizadas por medio del portacolector, que está sujeto al eje de giro. Si la velocidad es alta, los bobinados deben sujetarse al

muchos detalles que ya se han relatado. Por eso, sólo nos detendremos en los aspectos particulares de estas máquinas. El estator es la pieza estructural de base, a la cual están sujetos los polos principales y las tapas o escudos. Esta carcasa es de construcción análoga a la de los alternadores. Lo mismo, los escudos y los cojinetes o soportes. Los polos de excitación tienen bobinas de excitación por las que circula la corriente de excitación i . La construcción de estos polos y sus bobinas, es muy similar a la de los polos rotantes de CORRIENTE CONTINUA

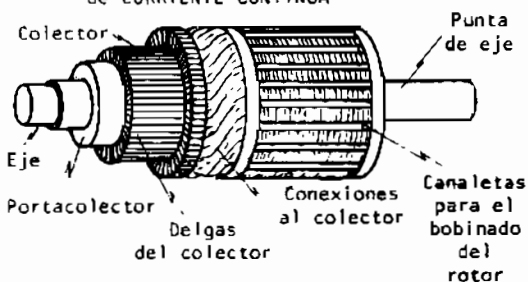


Fig. 2.437

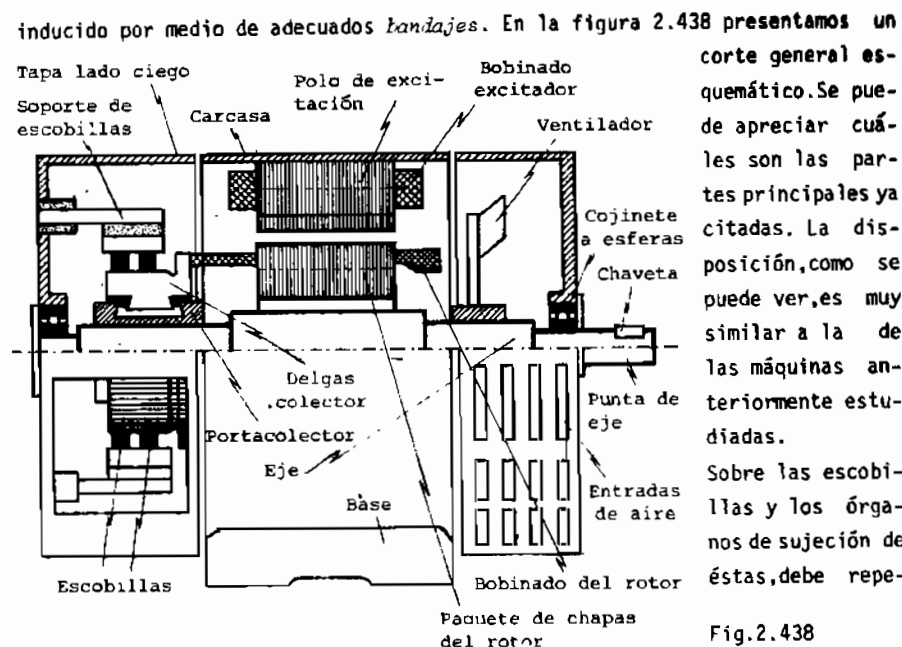


Fig. 2.438

inducido por medio de adecuados bandajes. En la figura 2.438 presentamos un corte general esquemático. Se puede apreciar cuáles son las partes principales ya citadas. La disposición, como se puede ver, es muy similar a la de las máquinas anteriormente estudiadas. Sobre las escobillas y los órganos de sujeción de éstas, debe repetirse lo dicho en alternadores. La figura 2.439 es para apreciar detalles de los polos principales y de polos auxiliares, éstos últimos de función que se explicará. Se nota que los polos principales tienen canales de refrigeración.

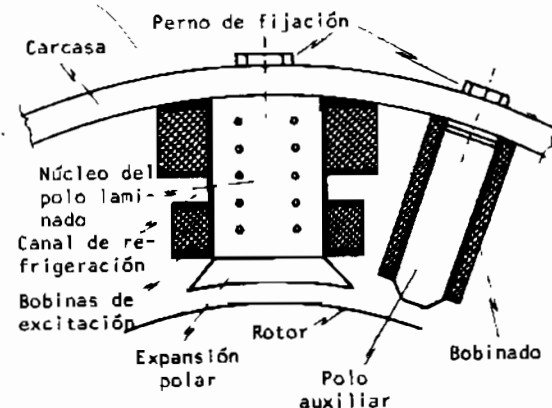
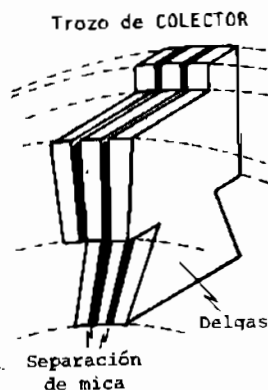


Fig. 2.439



El colector es el órgano de más delicada elaboración. Consta de las delgas dispuestas como vemos en el dibujo de figura 2.440. La aislación entre delga y delga se hace con mica de buena calidad. El conjunto de las delgas se une con el portacolector que fija y aísla el conjunto al eje. Los portacolectores suelen sujetarse a los escudos.

Fig. 2.440

2.8.5.- ARROLLAMIENTOS DEL INDUCIDO.- Volvamos a la figura 2.430 origen de nuestras explicaciones, y procuremos dibujar el bobinado de ese ejemplo tan sencillo en la figura 2.441, siguiendo las reglas que aprendimos en el tema 2.4.7.- al tratar los bobinados de los alternadores. Los rectángulos marcados con N y S señalan los polos que convencionalmente se los considera están encima del bobinado. Pero los bobinados actualmente empleados, son bastante más complicados y en general, se los han dividido en dos grandes grupos, según sea el criterio de ejecución. Daremos una breve explicación sobre los dos tipos.

BOBINADO IMBRICADO (Paralelo)

Cada lado de bobina queda debajo de un polo de nombre contrario y la, o las espiras, envuelven el flujo de un polo. Las conexiones de cada bobina terminan en delgas contiguas, correspondiendo cada par de delgas, a una bobina.

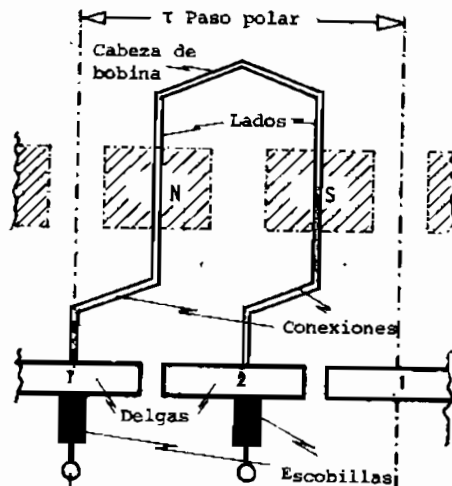


Fig. 2.441

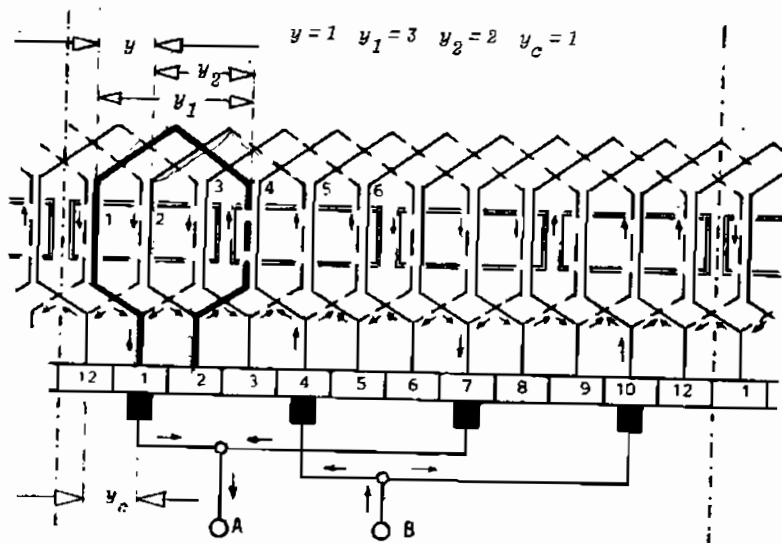


Fig. 2.442

Como los bobinados son cerrados, cada delga es principio de una bobina y final de otra. En figura 2.442 vemos un bobinado imbricado tetrapolar y una bobina, la primera, se ha reforzado en el dibujo para apreciar mejor su disposición. El ejemplo es a *doble capa*, ya que en cada canaleta del inducido, hay dos lados de bobina.

Desde la delga 1 iniciamos el bobinado hacia la canaleta 1. Por la parte posterior y a través de la *cabeza de bobina*, llegamos al lado 4, ubicado en la parte inferior de la canaleta 4, lado que completa la bobina y finaliza en delga 2, desde el cual arranca otro sistema similar y siguiendo este criterio, finalmente se arriba otra vez a la delga 1 por la izquierda, con lo que el bobinado queda cerrado. Los sentidos de corriente se han supuesto para el funcionamiento como generador y son fácilmente verificables.

El valor y_1 contado en ranuras, es el *paso polar*. Dicho paso es la distancia entre puntos análogos. El valor y es el *paso resultante o total*, que resulta en este ejemplo:

$$y = y_1 - y_2 = +1 \quad (2.775)$$

El valor y_c es el *paso colector*. Todos estos pasos se cuentan en unidades a partir de la siguiente y hasta la final inclusive. Por ejemplo:

$$y = 3; y_2 = 2; y_c = 1 \quad (2.776)$$

en la figura 2.442.

Existen *arrollamientos imbricados cruzados*, fácilmente interpretables con la figura 2.443. El devanado progresa hacia atrás y debe ser $y = -1$. En las

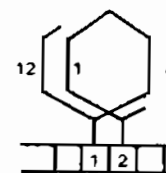


Fig. 2.443

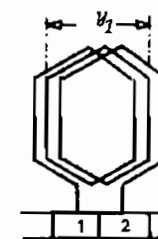


Fig. 2.444

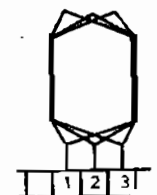


Fig. 2.445

representaciones usadas hasta aquí, hemos supuesto bobinas de una sola espira. Si en cambio fuesen de tres espiras, se verían como en figura 2.444.

En estos bobinados resulta que el *número de delgas es igual al número de bobinas*, o de lados superiores de bobina y en consecuencia;

$$y = y_c \quad (2.777)$$

El requisito que cumplen estos bobinados es que los lados de bobina estén separados una magnitud igual al paso polar. Si p es el número de pares de po-

los, como en los alternadores, y $2p$ es el número de polos, por lo dicho:

$$y_1 = \frac{B}{2p} \quad (2.778)$$

siendo B el número de bobinas, o también, el número de lados superiores de bobina. En algunos casos, los proyectistas colocan varios lados de bobina en una misma canaleta, como ilustramos en figura 2.445. Estas formas constructivas son producto de criterios de dimensionado.

BOBINADO ONDULADO (Serie)

Estos bobinados también tienen como los imbricados, un lado de bobina debajo de cada polo, pero se diferencian en que la conexión no alcanza la delga contigua. En la figura 2.446 vemos un bobinado ondulado tetrapolar. Se indicó

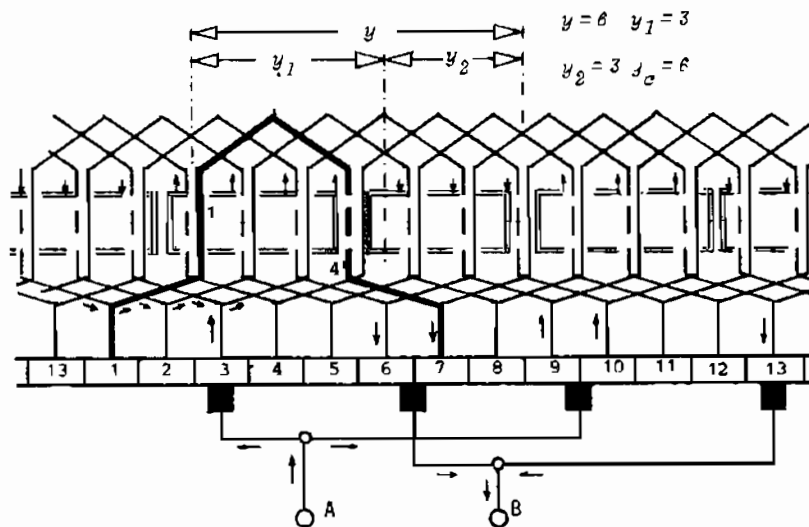


Fig. 2.446

con trazo grueso la primera bobina, a fin de poder apreciar la marcha del bobinado. Es de observar que no se pueden emplear 12 bobinas como en el caso anterior imbricado, sino 13. De hacerlo en aquella forma, no se lograría realizar el arrollamiento, porque partiríamos de la delga 1 y después de una vuelta volveríamos a la delga inicial. Para los devanados ondutados se cumple:

$$y = y_1 + y_2 = y_3 \quad (2.779)$$

Es posible en estos bobinados hacer bobinas de varias espiras y a su vez, colocar varios lados de bobina en una canaleta, con igual criterio que en los imbricados.

ALGUNAS CUALIDADES GENERALES DE INTERES

Si repasamos la figura 2.442 vemos que partiendo del borne A se llega a una bifurcación y de allí a la delga 1 o a la 7. Ya en el bobinado, a partir de la delga 1 hay otra bifurcación hacia lado superior de bobina 1, o hacia lado inferior de bobina 3. Por cada escobilla circula la mitad de la corriente que entra (o sale si es motor), y a su vez, por cada bobina la mitad de la mitad, o sea, la cuarta parte. El bobinado, visto como simple circuito, es un conjunto de cuatro ramas en paralelo, y esto lo expresamos como:

$$2a = \text{total de ramas en paralelo} \quad (2.780a)$$

$$\text{Para bobinado imbricado } a = \text{pares de ramas en paralelo} \quad (2.780b)$$

En el ejemplo de la figura 2.442 $2a = 4$. Como la máquina es de 4 polos, $p = 2$, se ve que $a = p$ en este tipo de bobinado. No ocurre lo mismo con los ondutados. Examinando la figura 2.446 vemos que del borne A llegamos a las delgas 3, 9 y 10, que por estar al mismo potencial, resultan un lugar de corto circuito. De allí sólo es posible dos caminos. En los bobinados ondutados sólo es posible dos ramas en paralelo, es decir:

$$\text{Para bobinado ondulado } a = 1 \text{ pares de ramas en paralelo} \quad (2.781)$$

Los tipos ondutados convienen en máquinas medianas de 6 a 8 polos, o en máquinas de tensión alta. El imbricado se presta mejor para máquinas de bajas tensiones y altas corrientes.

2.8.6.- FUERZA ELECTROMOTRIZ INDUCIDA.- En las figuras 2.434 y 2.435 ya

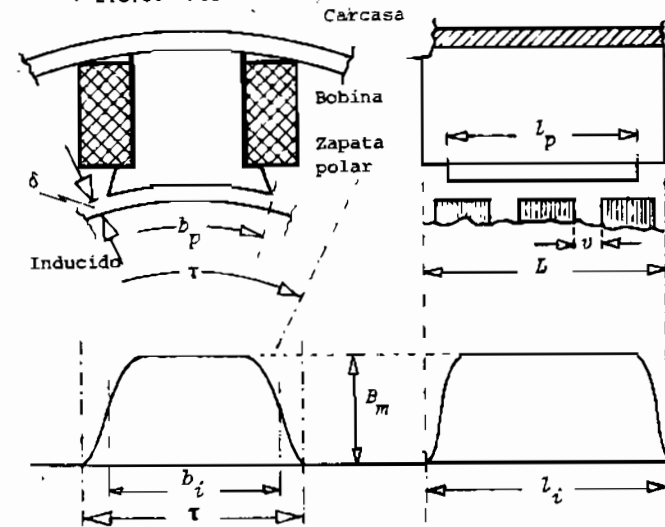


Fig. 2.447

se habló sobre la forma que tiene la onda de la f.e.m. inducida en los conductores del rotor.

En la figura 2.447 a la izquierda arriba, vemos una zapata, o expansión polar en más detalle. Es la parte del polo que enfrenta al rotor y de la cual depende la forma de la onda de f.e.m. inducida. En la figura se ha se-

halado con δ el largo del entrehierro.

Para conocer la fuerza electromotriz inducida en el circuito del rotor E es posible seguir dos caminos. Uno simplificado y otro más riguroso.

□ **CALCULO SIMPLIFICADO DE LA F.E.M.**

Si la máquina tiene p pares de polos, o sea $P = 2p$ polos en total y si el flujo de uno de los polos (todos son iguales) vale Φ , 1 conductor en su marcha al cumplir una vuelta completa, habrá "cortado" en total ΦP líneas de campo magnético por vuelta. Si la máquina gira a razón de N vueltas por minuto, lo hará a $N/60$ vueltas por segundo. Por lo tanto, 1 conductor que gira, estará "cortando" $P \Phi N/60$ líneas por segundo. Esto nos permite ver que la variación de flujo en el tiempo, puede expresarse por medio de:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{P \Phi N}{60} \left| \frac{\text{líneas}}{\text{segundo}} \right| \quad (2.782)$$

Si Z es el número de conductores activos situados en las canaletas del rotor y acordándonos que el circuito del bobinado del inducido puede tener $2a$ pares de ramas en paralelo, la fuerza electromotriz total inducida en el rotor debe ser:

$$E = P \Phi \frac{N}{60} \frac{Z}{2a} \quad (2.783)$$

Agrupando valores que son propios de cada máquina, nos queda:

$$E = K \Phi N \quad (2.784)$$

Como el flujo magnético Φ lo provocan los polos principales, a raíz de la circulación de la corriente de excitación i que dejamos señalada en las figuras 2.433 y 2.430 y además la velocidad N depende de la máquina de impulso si se trata de un generador (o de la naturaleza de la carga si se trata de un motor), el valor de la f.e.m. resulta función de estas circunstancias.

□ **CALCULO ANALITICO DE LA F.E.M.**

El paso polar τ vale:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad (2.785)$$

En los dibujos inferiores de la figura 2.447 vemos la representación de las inducciones a lo largo del entrehierro, sea a lo largo del paso polar, sea a lo largo de la longitud axial. El valor b_p es el arco polar, b_i es el arco polar ideal y B_m la inducción máxima que permanece prácticamente constante

en todo el entrehierro. Digamos que L es el largo bruto del inducido, mientras que l_p es el largo axial del polo principal. Los espacios v son los canales de ventilación, mientras que l_i es el largo axial del inducido. La experiencia demuestra que $b_i = 0,6 \tau$ hasta $b_i = 0,75 \tau$ y $l_i \sim l_p$. Según todo esto, el flujo de un polo vale:

$$\Phi = B_m l_i b_i \quad (2.786)$$

Recordemos que la f.e.m. inducida en un conductor de largo l_i marchando a la velocidad v en un campo de inducción B_m constante valé:

$$e = B_m l_i v \quad (2.787)$$

La f.e.m. media e_m inducida al cruzar el campo cuya distribución vemos en figura 2.447 parte inferior izquierda, será:

$$e_m = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e dx = \frac{v}{\tau} \int_0^\pi B_m l_i dx \quad (2.788)$$

La integral es justamente el valor del flujo Φ . Además la velocidad es:

$$v = \frac{\pi D N}{60} = \frac{2p \tau N}{60} \quad (2.789)$$

Reemplazando:

$$e_m = \frac{2}{60} p N \Phi \quad (2.790)$$

Este es el valor de la f.e.m. inducida en un conductor de un lado de bobina. Como los lados están en serie, la f.e.m. de la espira será $2e_m$. Pero como vimos al estudiar los devanados, existen $2a$ ramas en paralelo, de tal manera que si hay Z conductores activos alojados en las ranuras del inducido, el número de espiras activas debe ser $2/2$, y el número de espiras activas que están en serie tiene que ser $Z/2 \times 2a$. Por lo tanto;

$$E = 2e_m \frac{Z}{2a} = \frac{Z N \Phi p}{60 a} \quad (2.791)$$

Donde: E = fuerza electromotriz inducida total, en Volt (V)

Z = número total de conductores activos

Φ = flujo total de un polo, en Weber (Wb)

p = número de pares de polos

a = número de pares de ramas en paralelo en el circuito del rotor

Si agrupamos las constantes:

$$E = K \Phi N$$

(2.796)

que es una fórmula importante.

♦ 2.8.7.- ECUACION GENERAL DEL GENERADOR.- La tensión en bornes de la máquina de corriente continua trabajando como generador, conforme la ecuación general vista en Tomo I "Circuitos" que lleva el número (1.34) nos permite decir:

$$U = E - R_i I$$

(2.797)

En este caso, la resistencia interna R_i tiene los siguientes componentes:

- R_{di} = resistencia del bobinado del inducido
- R_c = resistencia de contacto entre escobillas y colectores
- R_a = resistencia de los polos auxiliares (si los hay)
- R_g = resistencia del devanado compensador (si lo hay)
- R_e = resistencia del devanado en serie (si lo hay)

El valor de R_{di} se le puede calcular por medio de:

$$R_{di} = \frac{R}{2\alpha} = \frac{\rho \frac{L_{di}}{S_{di}}}{2\alpha} \quad (2.798)$$

Donde:

- R_{di} = resistencia del devanado del inducido, en Ω
- R = resistencia total del inducido, si estuviesen todos los conductores en serie, en Ω
- α = número de pares de ramas en paralelo
- L_{di} = largo del conductor utilizado, en metros
- ρ = resistividad del cobre a 25 °C = $1.72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$
- S_{di} = sección recta del conductor, en milímetros cuadrados (mm^2)

El valor de R_c que está referido a T_a , que es la temperatura admitida como de servicio en la gran parte de las máquinas la resistencia de contacto es costumbre computarla como produciendo 1 Volt de caída de tensión, por escobilla y 1 Volt por la máquina.

La ecuación general del generador queda, ahora:

$$U = E - R_i I$$

(2.799)

♦ 2.8.8.- ECUACION GENERAL DEL MOTOR.- Cuando la máquina funciona como motor, sus conductores giran y hay variación de flujo en las espiras por ellos formados. Debe entonces aparecer una fuerza electromotriz inducida, que para este caso se la llama fuerza motriz electromotriz (f.e.m.). Esta magnitud es la reacción eléctrica y su valor está dado por la ecuación (2.792) o por

la (2.784) que es igual, pero demostrada por otro camino.

En el caso del motor, la tensión aplicada debe equilibrar a la f.c.e.m. y a la caída interna de tensión en el circuito principal, y entonces, por la 2ª ley de Kirchhoff será:

$$U = E_c + R_i I \quad (2.796)$$

O también:

$$U = K \Phi N + R_i I \quad (2.797)$$

Los valores de R_i son los mismos que para un generador.

♦ 2.8.9.- REACCION DEL INDUCIDO.- Existe un fenómeno que interesa por igual al generador y al motor y se lo llama *reacción del inducido*. Lo pensamos estudiar con ayuda de la

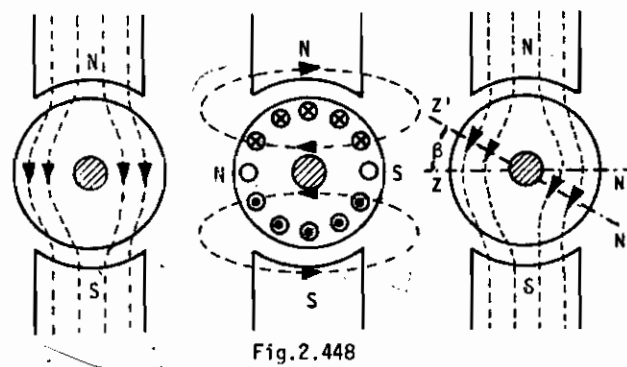


Fig. 2.448

figura 2.448. En la parte izquierda mostramos el recorrido de las líneas del campo principal de un generador. En la parte central se dibujó únicamente las líneas del campo magnético del rotor, lo que se llama precisamente la

reacción del inducido. Esta reacción existe solamente cuando circula corriente por el circuito del rotor y su magnitud es función de esa corriente. En otras palabras, el flujo principal de los polos es función de la corriente de excitación i , mientras que el flujo de la reacción del inducido es función de la corriente principal de carga I . Pero como en funcionamiento deben existir los dos campos simultáneamente, en la parte derecha de la figura 2.448 dibujamos la composición de los mismos. En consecuencia, en carga el campo resultante se deforma, y esa deformación es función de la carga. Si llamamos zona neutra $Z-N$ a la línea imaginaria normal a las líneas del flujo principal solamente y zona neutra real $Z'-N'$ a la línea imaginaria normal a las líneas del campo deformado por efecto de la carga, deducimos que la carga origina un corrimiento de la línea neutra y una deformación del campo. Es evidente que la corriente principal I da lugar a un campo transversal.

Debe comprenderse entonces que en este estado de funcionamiento, la f.e.m. no se induce en el bobinado del rotor sólo por efecto del campo principal, sino

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

por efecto del campo combinado, o *campo resultante*. Este fenómeno hace que un lado de la expansión de cada polo principal, tenga mayor inducción que el otro, y además, que la línea neutra se desplace hacia el sentido de giro en los generadores y en sentido contrario en los motores. Por lo tanto - y conforme lo dicho en tema 2.8.1.- respecto de la conmutación - para un correcto funcionamiento, hay que desplazar las escobillas un ángulo β de forma tal que la misma quede en la zona neutra real. Recordemos que la zona neutra es el lugar en donde los conductores, en su giro, cambian el sentido de la corriente.

Con ayuda de la figura 2.449 vamos a explicar esto. En ese dibujo, los vectores no son armónicos y deben considerarse como escalares y representan las magnitudes y los sentidos de los diversos campos magnéticos actuantes. A la izquierda f_p es la fuerza magnetomotriz del campo producido por los polos principales, en

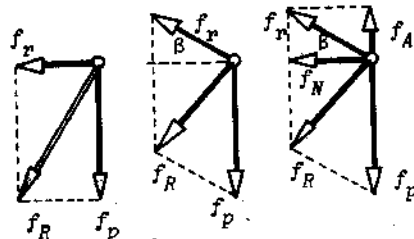


Fig. 2.449

tanto que f_r es la fuerza magnetomotriz producida por los conductores del rotor. Por tanto, f_R es la fuerza magnetomotriz del campo resultante, todo supuesto que las escobillas siguen en la zona neutra teórica que se fijó para la máquina trabajando a vacío. Pero cuando se entrega corriente, al cambiar la posición de la zona neutra por efectos de la deformación del campo resultante, los conductores en su giro no cambiarían su sentido de corriente en el momento en que cada escobilla toca simultáneamente a dos delgas. Esto es muy desfavorable porque origina una serie de fenómenos indeseables. Para corregir la anomalía, las escobillas se desplazan un ángulo β y consecuentemente al cambiar el lugar en que los conductores cambian su sentido de corriente en la conmutación, se altera la distribución de los conductores con corriente entrante y saliente del dibujo central de la figura 2.448 y el campo f_r modifica su posición, como vemos en el dibujo central de la figura 2.449. Con ese corrimiento de escobillas, la conmutación se produce cuando las corrientes tienen valor nulo en las bobinas del arrollamiento del inducido. En base a estas consideraciones, en el dibujo de la parte derecha de figura 2.449 hemos descompuesto a la fuerza magnetomotriz f_r en dos componentes: la f_A que llamaremos *componente antagónica* y la f_N que llamaremos *componente normal*. Si no se decalan las escobillas, no hay componente antagónica, pero sí normal. Las consecuencias de todos estos fenómenos son las siguientes:

- Hay un aumento de pérdidas en el hierro en las caras polares y en los dientes del rotor, por la concentración de flujo en uno de los lados de cada polo principal.

- La diferencia de potencial entre una delga y la siguiente es uniforme cuando no hay reacción de inducido, pero cuando aparece la deformación del campo, hay lugares de mayor valor, que ocasionan chispas y otros efectos indeseables.
- El flujo antagónico se resta al principal, originando una caída de la f.e.m. inducida.

Estas tres razones, califican al fenómeno de reacción del inducido, como poco deseable y se han desarrollado métodos para neutralizarlo.

♦ 2.8.10.- CONMUTACION.- Al rotar el inducido, las bobinas van permutando los sentidos de sus corrientes en el momento de pasar por la zona neutra, y pasan a integrar cíclicamente las diversas ramas o circuitos en que queda dividido el arrollamiento del inducido. Cuando se produce la inversión de corriente, la bobina queda momentáneamente en corto circuito y ese proceso se llama conmutación. Por ejemplo

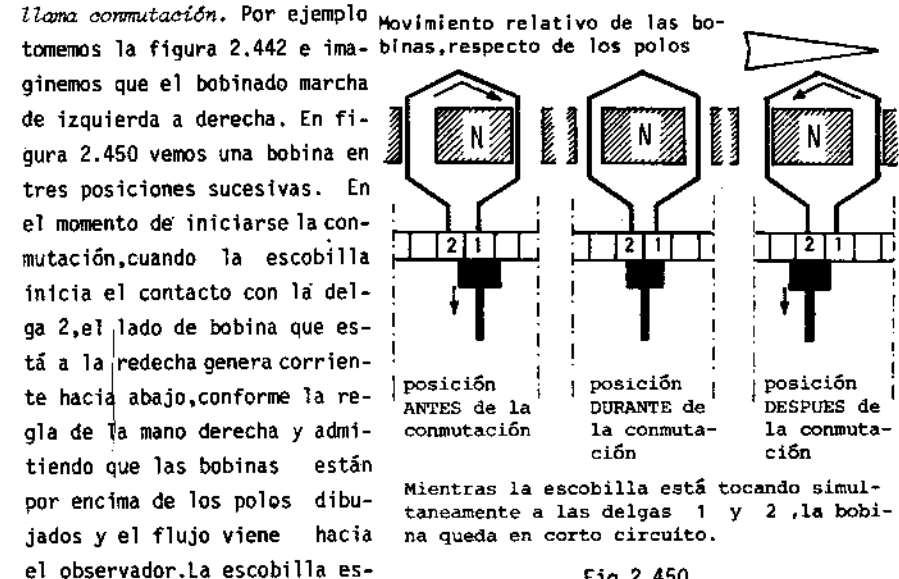


Fig. 2.450

Mientras la escobilla está tocando simultáneamente a las delgas 1 y 2, la bobina queda en corto circuito. el observador. La escobilla estaba recogiendo corriente saliente. Esta es la situación *ANTES* de la conmutación. Un momento después, o sea *DURANTE* la conmutación, los dos lados de bobina están en la zona neutra y por lo tanto, no se induce fuerza electromotriz y la corriente debe ser nula. Tomando en la misma figura 2.450 el tercer momento, es decir, *DESPUES* de la conmutación, el sentido de corriente debe haber cambiado en la bobina, pero por la oportuna permutación que hizo el colector y la escobilla, el sentido de la corriente sigue siendo saliente y la escobilla está por abandonar la delga 1. Durante todo el trayecto que la escobilla hizo tocando a dos delgas, es

dente que la bobina quedó en circuito cerrado, aunque ello no priva que algo de corriente salga al circuito externo, debido al irregular valor de la resistencia de contacto entre delgas y escobilla, causada por la desigual superficie de contacto que van encontrando en su movimiento relativo. La polaridad de la escobilla queda constante. La corriente que circula en régimen normal (fuerza de los momentos de la conmutación) vale:

$$i_i = \frac{I}{2a} \quad (2.798)$$

siendo I la corriente entregada por la máquina al circuito externo, a , el número de pares de ramas en que queda dividido el circuito del rotor, i_i la corriente en una bobina cualquiera. En la figura 2.451 vemos el valor de la corriente en la bobina antes de la conmutación (positivo) y después (negativo). El tiempo T_c es el tiempo de conmutación y representa el intervalo durante el cual la bobina permanece en corto circuito. En esta representación, hemos admitido que entre el valor $+i_i$ y el valor $-i_i$ es lineal y por ello, estamos en presencia de una conmutación lineal. Pero como al comenzar la conmutación la corriente comienza a decrecer y esa variación ocasiona una consecuente variación de flujo magnético, es de pensar que debe aparecer una f.e.m. inducida. La misma se opone a la variación de la corriente, y lógicamente retarda el establecimiento del valor definitivo $-i_i$. Esto ocurre porque la bobina tiene su lógica inductancia. Es por esto que hay un retardo de la conmutación y la verdadera curva de conmutación es la "B" en vez de la "A" de figura 2.452. La conmutación retardada de la curva "B" da lugar a que al llegar al final de la conmutación, la variación de la corriente en el tiempo sea elevada y consecuentemente, elevada la f.e.m. inducida en la bobina por autoinducción. En el momento muy próximo al final de la conmutación, la variación de corriente se hace particularmente intensa y como la superficie de contacto entre escobilla y la delga "que se va" disminuye mucho, la densidad de corriente en ese contacto móvil es elevada. Esto último, unido a la tensión de autoinducción, hace que al abrirse el cir-

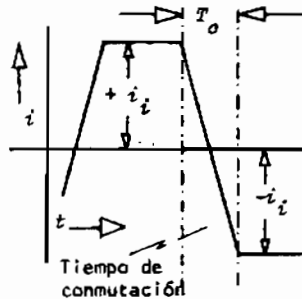


Fig. 2.451

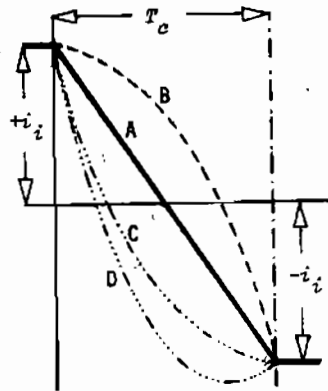


Fig. 2.452

cuito por finalización de la conmutación, se produzca una chispa, que se repite al paso de cada delga. Este chisporroteo deteriora el colector. En la figura 2.452 vemos las curvas "C" y "D" que representan otros dos casos, pero de conmutación adelantada, que se pueden obtener por medio de diversos artificios. La curva deseable es la "C", ya que al finalizar la conmutación, la curva es horizontal y la transición al valor $-i_i$ resulta sin variaciones bruscas de corriente en el tiempo. Cuando la escobilla abandona la delga, se desea que la densidad de corriente sea nula. Esto no se cumple con la conmutación lineal de curva "A"

♦ 2.8.11.- MEJORA DE LA CONMUTACION.- Según lo comentado en el párrafo anterior, las chispas en el colector se deben a que, en el momento de abandonar la escobilla a la delga, la densidad de corriente es elevada. Tal cosa ocurre con la conmutación atrasada de curva "B" figura 2.452. Una curva de conmutación adelantada como la "C" es posible obtenerla con elementos auxiliares. La curva "B" ocurre principalmente porque al existir una variación de corriente, aparece una fuerza electromotriz de autoinducción en la bobina que conmuta. Si por algún medio se anulan las fuerzas electromotrices que se inducen durante la conmutación, se logrará que la corriente se comporte como en

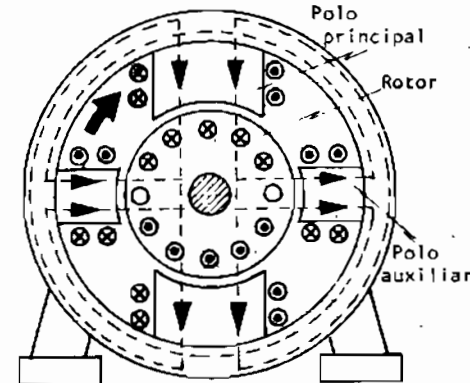


Fig. 2.453

curva "A". No es posible anular a las fuerzas electromotrices, pero sí es posible generar en la bobina que conmuta, fuerzas electromotrices de sentido opuesto a las pasivas y de esta forma compensarlas. Si la f.e.m. inducida es igual y opuesta a las inevitables se obtiene conmutación lineal. Pero se pueden disponer las cosas para que la f.e.m. creada sea superior a las pasivas y así tendremos una conmutación adelantada del tipo de curva "C". Si la curva "C" es tan-

gente a la horizontal trazada donde termina la conmutación, es fácil advertir que nos encontramos en el mejor de los casos, ya que di/dt es nula, no teniendo f.e.m. de autoinducción y la densidad de corriente es nula, condición que se requiere para abrir cualquier circuito, sin chispas.

La mejora de la conmutación se logra por medio de los polos auxiliares o polos de conmutación, cuya disposición advertimos en el croquis de figura 2.453. Estos polos se crean por intermedio de bobinas que están en serie con el circuito del inducido. Por su disposición en la máquina - con sus ejes just-

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

mente a 90° del eje de los polos principales y concordando con la zona neutra - el flujo de los polos auxiliares induce fuerza electromotriz en las bobinas precisamente que están bajo conmutación. Eligiendo el sentido de estas fuerzas electromotrices, se puede lograr que sean opuestas a las de autoinducción. Como el efecto perjudicial que estamos tratando de remediar es función de la corriente del inducido I y los polos auxiliares son los encargados de neutralizarlo, los bobinados de dichos polos auxiliares deben estar en serie con el circuito de inducido. Además, esos polos anulan en la zona de conmutación al campo transversal f_N , induciendo una f.e.m. adicional para lograr conmutación adelantada, haciendo innecesario decalar las escobillas. En figura 2.453 vemos las líneas de campo creadas y comparando con las líneas de figura 2.448 al centro, se ve que son opuestas. En el caso en que la máquina actúe como motor, como el sentido relativo de la corriente principal es opuesto, los polos de conmutación tienen polaridad opuesta.

En máquinas en que la conmutación resulta muy difícil, no alcanza con los polos auxiliares y se recurre a los devanados compensadores, que anulan completamente la reacción de inducido. Dichos conductores van alojados en las expansiones polares principales, como se aprecia en figura 2.454. La corriente en esos conductores tiene sentido relativo contrario a los conductores del inducido que enfrentan. Este devanado también se conecta en serie con el circuito de inducido.

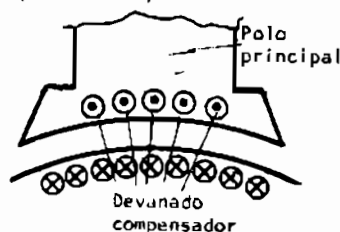


Fig. 2.454

♦ 2.8.12.- FORMAS DE EXCITACION DE LOS GENERADORES Y SUS CARACTERISTICAS.-

Si bien como dijimos al principio, los generadores de corriente continua están dejando de usarse, repasaremos sus formas de excitación y las características que de ellos pueden obtenerse. Salvo en las pequeñas máquinas, en donde se emplean imanes permanentes para lograr el flujo principal, la excitación se logra siempre por medio de bobinas recorridas por corriente continua, las que se pueden conectar de diversas formas. Los generadores que emplean imanes permanentes, se llaman "magnetos" y sirven para usos muy limitados.

♦ 2.8.12.1.- EXCITACION INDEPENDIENTE.- Como ilustramos en la figura 2.455 a la izquierda, el campo excitador (bobinados de los polos principales) se alimenta desde una red auxiliar, con una resistencia de regulación en serie, para ajustar la corriente i , con lo que se ajusta el flujo principal ϕ y si nos acordamos de la ecuación (2.784), veremos que actuando sobre la resistencia de regulación, modificamos la f.e.m. inducida E y con ello la tensión U .

En las conexiones se nota que para el circuito de excitación hay posibilidad de correr el cursor hacia la izquierda y dejar el campo excitador en condición de corto circuito. Este es un artificio muchas veces empleado, para neutralizar los efectos de la f.e.m. de autoinducción en los bobinados de los polos principales. Es un asunto que no juega ningún papel en la funcionalidad del conjunto. Es sólo una medida de preservación de las aislaciones de los bobinados.

En la figura 2.455 también vemos que la corriente de la máquina (principal) I , se produce en el inducido, y los polos auxiliares de conmutación, están en serie con el inducido, por las razones ya estudiadas. En la misma figura, a la derecha, aparece la curva representativa de la tensión en bornes en

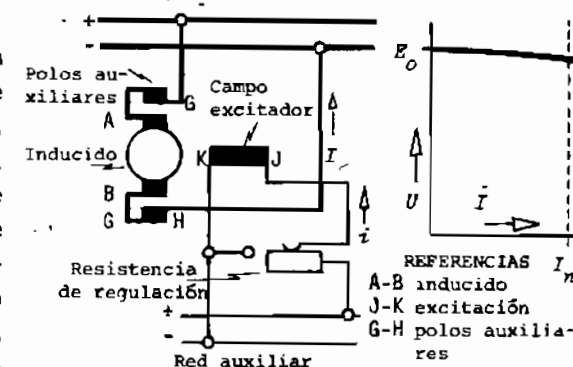


Fig. 2.455

función de la corriente, característica llamada *exterior*. No es otra cosa que la representación de la ecuación (2.795) para esta forma de excitación. Teóricamente deberá ser una recta inclinada, pero no olvidemos que existe el flujo antagónico debido a f_A ya estudiada.

♦ 2.8.12.2.- EXCITACION EN DERIVACION.- Es posible obtener la corriente de excitación i de la propia máquina, con lo que tendremos las formas de la llamada *autoexcitación*. Esto es posible debido al magnetismo remanente de los polos principales, que se puede lograr por diversos métodos.

En la figura 2.456 vemos las conexiones para la excitación en derivación. La corriente de excitación i se toma de los terminales A y B, del circuito del inducido. El circuito de la excitación tiene su resistencia de regulación. El fenómeno es muy fácil de imaginar como se inicia. Al girar el inducido, como los polos principales tienen magnetismo remanente, se genera una pequeña fuerza electromotriz, que da lugar a una pequeña tensión entre los terminales A y B. Por ese camino, se logra una corriente excitadora que - si la polaridad es la correcta - refuerza al magnetismo remanente. Con ello,

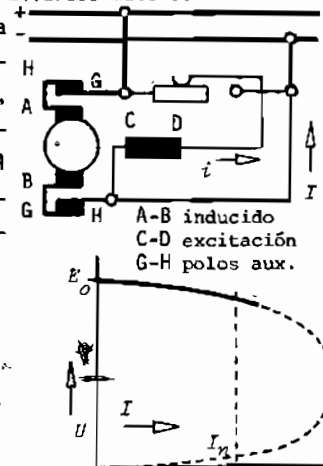


Fig. 2.456

se incrementa el flujo, la f.e.m. inducida, la tensión, y otra vez la corriente, y así sucesivamente. Este proceso, que parecería no tener límite, se detiene a consecuencia de la saturación del hierro del circuito magnético. Efectivamente si bien la corriente de excitación tiende a crecer indefinidamente, el flujo no puede hacerlo, porque la curva $B(H)$ de los materiales con que está construida la máquina, no es una recta. Ver curvas de figura 1.116 del Tomo I "Circuitos" de esta obra. En el circuito eléctrico también hay un punto al final de la resistencia de regulación, para seguridad, como en el caso de la excitación independiente.

La característica exterior $U(I)$ es parecida a la de la anterior excitación, pero como al caer la tensión debe caer también la corriente de excitación, es de esperar una disminución relativa algo mayor que en aquel caso. Si continuamos incrementando la corriente, se tendría la curva de trazos, que sólo tiene interés teórico, salvo que, para la condición de corto circuito, $U = 0$, la corriente es de valor bajo. Esto es una ventaja, si por accidente ocurre un corto circuito, ya que la corriente en esas condiciones, no es relevante. La corriente generada, debe ser:

$$I_G = I + i \quad (2.799)$$

Estos generadores se empleaban para circuitos de luz y fuerza motriz, mientras que los de excitación independiente, sirven para casos especiales, como por ejemplo, la carga de baterías.

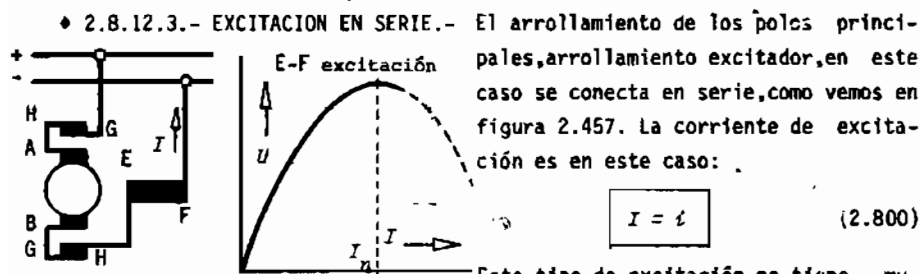
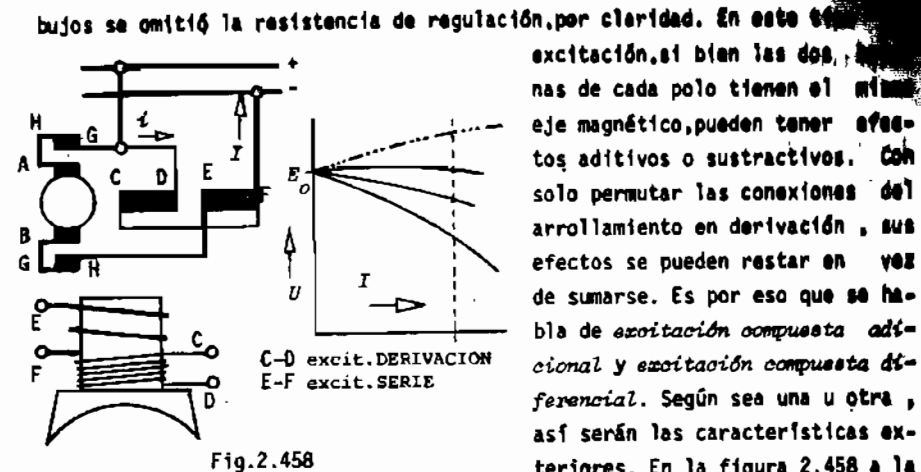


Fig.2.457

Este tipo de excitación no tiene mucha aplicación práctica. Suele verse con adecuadas variantes, en algunas máquinas de soldadura.

♦ 2.8.12.4.- EXCITACION COMPUESTA.- Es la combinación de las formas anteriores, ya que cada polo lleva dos bobinas, una de las cuales estará en serie y la otra en derivación con el inducido. La parte inferior de la figura 2.458, enseña la disposición del polo principal. En la parte superior izquierda están las conexiones. Hay un circuito en serie y otro en derivación. En los di-



derecha vemos las curvas. La superior corresponde al compuesto aditivo y la inferior al diferencial. Las intermedias, responden a diversos grados de compensación magnética de ambos efectos. Estos generadores se usaron antiguamente para redes de luz y fuerza motriz.

♦ 2.8.13.- CUPLA MOTORA.- Ya hemos explicado en el tema 2.8.1.- que una máquina de corriente continua puede trabajar como motor, generando en su rotor una cupla útil. Vamos ahora a encontrar las expresiones de esta cupla.

◻ CALCULO SIMPLIFICADO DE LA CUPLA

Si partimos de la ecuación (2.796), podemos multiplicar ambos miembros por la corriente I y obtener:

$$I U = I E_c + I^2 R_L \quad (2.801)$$

Es evidente que el primer miembro es la potencia eléctrica entregada al motor. Si por comodidad despreciamos el término $I^2 R_L$, que es la potencia de pérdidas por efecto Joule en el circuito del rotor, nos queda:

$$P_e = U I \sim E_o I = P_m \quad (2.802)$$

Es decir, descontada la potencia perdida en el cobre del rotor, lo que resta es forzosamente la potencia mecánica total P_m . Como sabemos que la potencia mecánica es el producto de la cupla C por la velocidad N tenemos;

$$E_o I = P_m = C N \quad (2.803)$$

De la (2.784) podemos averiguar la f.c.e.m. y reemplazar:

Despejando:

$$C = K_M \Phi I \quad (2.805)$$

La cupla en los motores de corriente continua, es función del producto del flujo de uno de sus polos (cualquiera, todos deben ser iguales) por la corriente.

□ CALCULO ANALITICO DE LA CUPLA

Procediendo más detalladamente, recordemos la (2.26) que volvemos a escribir por comodidad:

$$F = B_m l_i i_i \quad (2.806)$$

En esta, B_m es la inducción media en el entrehierro, i_i la corriente que circula por el conductor que deseamos estudiar y l_i la longitud activa.

La cupla motora estará dada por la suma de las cuplas parciales originadas por cada conductor. Si D es el diámetro de dichos elementos, la cupla interior (suma de la cupla útil más la necesaria para los rozamientos) se obtendrá por medio de:

$$C_i = \Sigma F \frac{D}{200} \quad (2.807)$$

Recordando las fórmulas (2.785), (2.786) y (2.798) que repetimos:

$$B_m = \frac{\Phi}{l_i b_i} \quad (2.808)$$

$$\tau = \frac{\pi D}{2 p} \quad (2.809)$$

$$i_i = \frac{I}{2 a} \quad (2.810)$$

Por otra parte, si z es el número de conductores activos, el valor:

$$\frac{b_i}{\tau} = z \quad (2.811)$$

es la cantidad de conductores que contribuyen a crear la cupla, según las mismas consideraciones que vimos para el generador al definir el arco polar ideal b_i . Por estas razones, la (2.807) queda:

$$C_i = \frac{b_i}{\tau} 2 p \frac{D}{200} \quad (2.812)$$

Por reemplazo en esta última de las (2.809), (2.810) y (2.811) se tiene:

$$C_i = K \frac{\Phi I 2 p}{a} \quad (2.813)$$

Reuniendo constantes constructivas:

$$C_i = K_M \Phi I \quad (2.814)$$

Retornando al generador, veamos que cuando trabaja en carga existe corriente por los conductores y por lo tanto, habrá cupla. Es el *par antagónico* que debe vencer el motor de impulso para lograr la generación de corriente. En el motor, ese papel lo juega la *fuerza contra electromotriz*.

♦ 2.8.14.- ARRANQUE Y REGULACION DE LA VELOCIDAD.- Los motores de corriente continua pueden excitarse en la misma forma que los alternadores. Pero no es relevante hablar de excitación independiente, porque en el motor se confunde con la excitación en derivación. Además, la compuesta diferencial no se emplea, porque produce condiciones inestables de funcionamiento. En resumen, en la práctica encontramos sólo motores derivación, motores serie y motores compuestos adicionales.

En cualquiera de las formas de excitación que se utilice, se debe emplear un reóstato para la puesta en marcha, el que cumple la misión de limitar la corriente en el momento del arranque, llevándola a un valor compatible con la tolerada por la red. La corriente de arranque es elevada, en virtud de que para esa condición de funcionamiento, la f.c.e.m. es nula. La (2.797) queda:

$$(K \Phi N = 0) \quad I_{arr} = \frac{U}{R_i} \quad (2.815) \text{ y } (2.816)$$

Como R_i es tanto más pequeña cuanto mayor es la máquina, la corriente de arranque es alta. Una vez que la máquina arrancó y va tomando velocidad, se incrementa la f.c.e.m. y la corriente disminuye, como se verifica con la misma (2.797) despejando:

$$I = \frac{K \Phi N - U}{R_i} \quad (2.817)$$

Para limitar la corriente en el momento de la puesta en marcha, cuando todavía la velocidad es nula, se emplea un resistor en serie con el circuito del inducido y entonces el valor de la corriente se reduce a:

$$I'_{arr} = \frac{U}{R_i + R_A} \quad (2.818)$$

En lo que se refiere al control de la velocidad, podemos obtener varias conclusiones examinando la fórmula (2.797) y despejando ahora la velocidad:

$$N = \frac{U - I R_z}{K \Phi} \quad (2.819)$$

Surgen tres formas mediante las cuales es posible regular la velocidad:

- 1.- Por variación de la tensión aplicada U .
- 2.- Por variación de la resistencia del circuito del inducido R_z .
- 3.- Por variación del flujo magnético de los polos principales Φ .

La primera forma fue largamente descartada, porque obligaba a contar con una máquina especial para regular tensión, hasta que el desarrollo de los diodos de potencia controlados, permitieron conjuntos económicamente posibles. La segunda está prácticamente descartada, porque se logra mediante el agregado de resistores en serie con el circuito del inducido, lo que ocasiona pérdidas por efecto Joule que no son aceptadas. La tercera es la más corriente y se consigue con el agregado de resistores en serie con el circuito de excitación, a fin de controlar la corriente de excitación y con ello el flujo magnético.

Sobre arranque y regulación, en el párrafo que sigue los ejemplos serán aclaratorios.

♦ 2.8.15.- MOTORES SERIE, DERIVACION y COMPUESTOS. - Vamos a tratar varios ejemplos con los cuales explicaremos los casos corrientes. En la figura 2.459 se presentan las conexiones de un motor con el circuito de excitación en derivación. El órgano de regulación del resistor de arranque R_A debe encontrarse en su posición extrema derecha para la puesta en marcha, de modo que la corriente partiendo del (+) pasa por la resistencia de arranque y queda en serie con la resistencia del inducido R_z para justificar la ecuación (2.818). El circuito continúa por el rotor, para volver al (-) de la red. Por el otro circuito formado, antes de la resistencia R_A , la conexión sigue y se desvía hacia el circuito de excitación, que pasando por los polos principales, sigue hacia una resistencia de regulación de velocidad, para completar por el negativo de la red. Véase que, modificando el valor de la resistencia de regula-

MOTOR CON EXCITACION EN DERIVACION

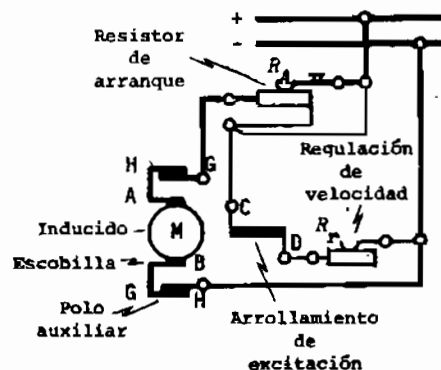


Fig.2.459

ción, se modifica la corriente de excitación y con ello el flujo principal, de manera que con la fórmula (2.819) demostramos que se puede controlar la velocidad. Cuando el cursor regulador está a la izquierda, la resistencia es mínima y la velocidad también mínima. Esa es la posición adecuada para el momento de la puesta en marcha. También nótese que, si por error o accidente, se interrumpe el circuito de excitación, la corriente se hace nula y la máquina queda solamente con el flujo del magnetismo remanente de los polos, que es de valor muy bajo y la velocidad tiende a valores inadmisiblemente altos. Se dice que "tiende a embalsarse". Por lo tanto, en este esquema, para el momento de la puesta en marcha, el cursor del resistor de arranque debe estar en la posición extrema derecha para asegurar el mayor valor y la mínima corriente de puesta en marcha. El resistor de regulación de la velocidad en la posición extrema izquierda para lograr la mínima velocidad y de ese modo, ajustar dicho valor de menor a mayor. De paso, en el dibujo hemos señalado los símbolos de inducido, escobillas y polos auxiliares, conforme normas IRAM. Los polos auxiliares están en serie con el inducido, como corresponde conforme lo ya explicado.

MOTOR CON EXCITACION EN SERIE

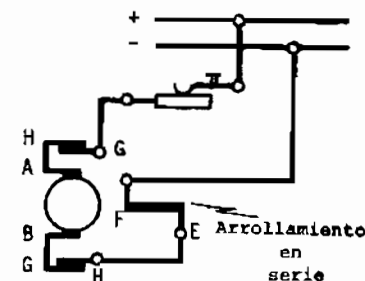


Fig.2.460

MOTOR CON EXCITACION COMPUESTA

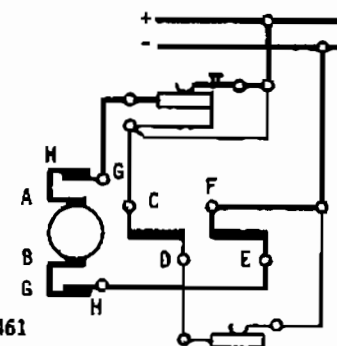


Fig.2.461

En figura 2.460 tenemos el motor con excitación en serie. Dado que el bobinado excitador está en serie con el inducido, la regulación de la corriente del rotor causa la variación del flujo principal y consecuentemente, la regulación de la velocidad. En verdad, este tipo de motor se emplea poco en esta forma de conexión. Como veremos en otro tomo de esta obra, este motor se emplea en los circuitos de tracción eléctrica, con adecuados sistemas de control muy particulares. En la figura 2.461 tenemos el motor de excitación compuesta, que es la combinación de los otros dos anteriores. Se emplea también para ciertos usos particulares.

Volviendo a la figura 2.459 se aprecia que el resistor de puesta en marcha R_A tiene una particular disposición que permite alimentar a uno de los terminales del circuito de excitación por el que circula la corriente i . Esto no es casual. A medida que el resistor R_A ejecuta su acción limitativa sobre la corriente I del inducido, está dejando constantemente al circuito de excitación cerrado sobre sí mismo a través del inducido. Esto tiene la ventaja que, cuando la máquina se detiene por cualquiera circunstancia que sea, la energía electromagnética acumulada en el circuito de los polos principales, se descarga a través de dicho circuito cerrado, en forma amortiguada. Por otra parte, el resistor de puesta en marcha R_A rara vez se lo diseña para servicio continuado, a fin de lograr un tamaño mas económico, no así el resistor de regulación del campo R_f que funciona constantemente. La corriente de arranque suele ser del orden de 10 a 50 veces el valor nominal, pero con la resistencia de puesta en marcha R_A este valor queda fijado en 1,5 a 2 veces la nominal, mientras que la corriente del campo i suele estar entre 5 y 10 por ciento del valor nominal de I .

Refiriéndonos ahora a las formas de regulación de la velocidad, examinemos la figura 2.462 que sigue, en que vemos a un motor de corriente continua alimen-

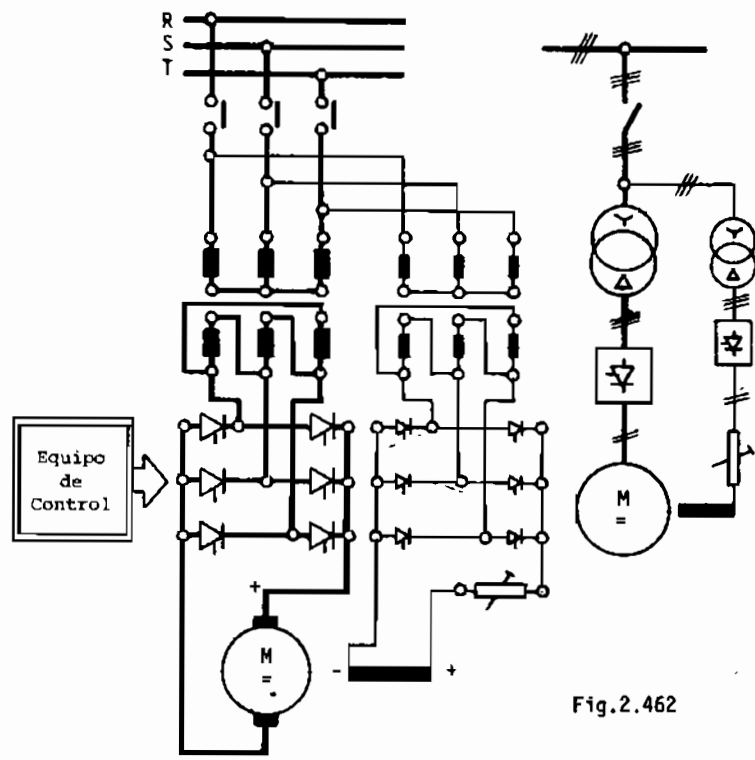


Fig.2.462

tado desde una red de corriente alterna. Esto se ha hecho frecuente en las instalaciones modernas que requieren graduación de la velocidad en un accionamiento, ya que los motores de corriente continua se prestan mucho mejor que los de alterna para una regulación de amplio margen, incluso, partiendo de velocidad nula. En verdad, la disposición podría admitirse que es a excitación independiente. En el dibujo de figura 2.462 tenemos a la derecha la representación unipolar simplificada. Se trata de un rectificador trifásico del tipo a puente ya estudiado en figura 2.174 que alimenta el circuito del inducido en forma independiente. Como el sistema está provisto de un equipo de control que dispara sobre los diodos controlados en los momentos oportunos, la tensión se puede controlar desde cero hasta su valor máximo en forma continua y sin restricciones. Inclusive, se puede cambiar el sentido de giro, cambiando la polaridad de la salida de continua, en base al sistema de encendido de los tiristores. Con ello, la tensión puede regularse en el rango $+U \rightarrow 0 \rightarrow -U$ con total facilidad y conforme la fórmula (2.819) la velocidad en amplio rango. Esta disposición ha hecho que en la actualidad, sea muy poco empleada la conexión de Ward-Leonard, que antiguamente cumplía iguales prescripciones. El circuito de la excitación se alimenta por medio de un rectificador de igual disposición que el principal, pero de menos potencia.

♦ 2.8.16.- CUPLA EN ALGUNOS MOTORES.- En tema 2.8.13.- alcanzamos la fórmula (2.805). Veamos ahora como se ve relacionada esta magnitud con la velocidad de giro, es decir, tratemos de encontrar la función $N(C)$ para las dos conexiones más importantes.

En el motor en derivación de esquema 2.459, como la excitación está conectada a la tensión en forma directa, debemos admitir que el flujo principal es función de la tensión, es decir, $\Phi = k_f U = \text{constante}$. Si no modificamos la tensión, reemplazando en la (2.805) nos sale:

$$C = a I \quad (2.820)$$

donde a es una constante que involucra a todas las otras. De la expresión (2.819) sacamos:

$$N = \frac{U - I R_i}{K \Phi} = \frac{U}{K \Phi} - \frac{I R_i}{K \Phi} = \frac{U}{K k_f \Phi} - \frac{C R_i}{K k_f \Phi} \quad (2.821)$$

Considerando la tensión constante como lo venimos haciendo y agrupando constantes para simplificarlas:

$$N = N_0 - b C$$

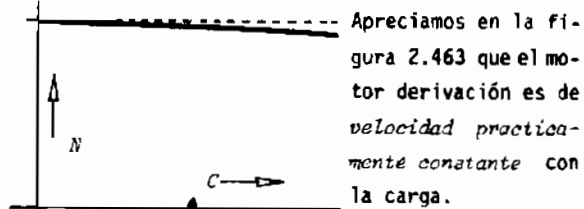


Fig. 2.463

Apreciamos en la figura 2.463 que el motor derivación es de velocidad prácticamente constante con la carga.

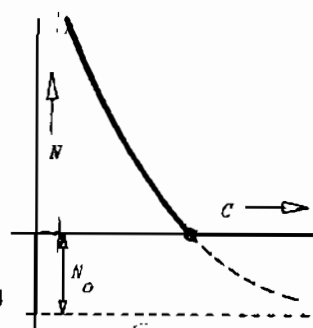


Fig. 2.464

Veamos ahora el motor serie de esquema 2.460. La cupla se calcula sabiendo que el flujo magnético de los polos es función directa de la corriente del rotor, es decir, $\Phi = k_2 I$. Por reemplazo en la función (2.805) sale:

$$C = c I^2 \quad (2.823)$$

Volviendo a tomar la (2.819) en este caso sale:

$$N = \frac{U}{K \Phi} - \frac{I R_t}{K \Phi} = \frac{U}{K k_2 I} - \frac{I R_t}{K k_2 I} = \frac{U}{K k_2 \sqrt{C}} - \frac{R_t}{K k_2} \quad (2.824)$$

Considerando la tensión constante como venimos admitiendo en estos razonamientos y agrupando constantes para simplificarlas:

$$N = \frac{d}{\sqrt{C}} - N_0 \quad (2.825)$$

La representación de la función es la figura 2.464. En este motor, la velocidad es esencialmente variable con la carga, mientras que la cupla de arranque, es esencialmente alta.

Por estas causas, los motores derivación se emplean para accionamientos de velocidad prácticamente constante, mientras que los serie se emplean por su alta cupla de arranque, para tracción eléctrica. En figura 2.465 presentamos las curvas del motor derivación y del motor serie reunidas, para apreciar que son los casos extremos. Las curvas intermedias responden a motores de excitación compuesta, que no requieren explicación.

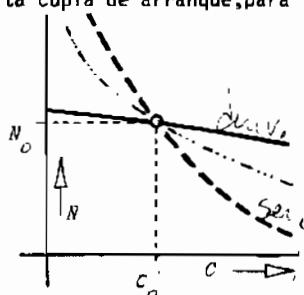


Fig. 2.465

2.9.- ALGUNAS MAQUINAS DE USO MENOS FRECUENTE

♦ 2.9.1.- MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA A COLECTOR.- Las máquinas de corriente continua - con algunas modificaciones constructivas - pueden funcionar conectadas a corriente alterna. Las formas de conexión pueden ser varias. Constructivamente, el inducido suele ser igual al de una máquina de corriente continua normal, no así el estator, que se asemeja al de una máquina de inducción.

Antes de tratar las diversas soluciones prácticas, conviene hacer un repaso de algunos puntos teóricos que permitirán comprender el funcionamiento.

1) Fuerza electromotriz de rotación

Supongamos en figura 2.466 una máquina de corriente continua normal. Si aplicamos una corriente unidireccional i al circuito de excitación, se generará entre las escobillas una f.e.m. E función del valor de la corriente i y de la velocidad de rotación N , fórmula (2.782). Si conservando constante la velocidad N y el sentido de giro, disminuimos i hasta anularla y luego la hacemos crecer en sentido contrario, la tensión E se anula y luego cambia de sentido. Por esta razón, si se aplica tensión alterna al circuito de excitación, aparece entre las escobillas otra tensión alterna de igual frecuencia y cuyo valor eficaz depende de la velocidad. Se la denomina fuerza electromotriz de rotación. Si la corriente que circula por el circuito de excitación se expresa por:

$$i = \sqrt{2} I \cos \omega t \quad (2.826)$$

La f.e.m. de rotación tendrá a su vez la expresión:

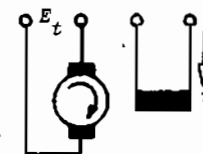


Fig. 2.466

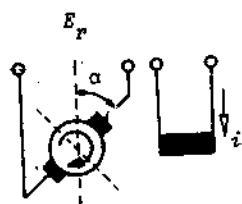


Fig. 2.467

escobillas es:

$$E_r = \frac{E_{max_r}}{\sqrt{2}} = \frac{K N \Phi_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{Z N P \Phi_{max}}{\sqrt{2} 60 a} \quad (2.829)$$

Si las escobillas no están exactamente colocadas en la zona neutra, es fácil advertir que el valor eficaz de la f.e.m. de rotación será función del ángulo α de la figura 2.467, quedando entonces:

$$E_r = \frac{Z N \Phi_{max} P}{\sqrt{2} 60 a} \cos \alpha \quad (2.830)$$

2) Fuerza electromotriz de transformación

En la figura 2.468 suponemos que las escobillas están decaladas 90° eléctricos de su zona neutra y en consecuencia la f.e.m. de rotación será nula y no nos ocuparemos de ella. Sería como decalar 90° las escobillas en la figura 2.431. Al no considerar la f.e.m. de rotación y siendo i una corriente continua, no aparece nada nuevo en las bobinas del inducido. Simplemente hay un flujo de los polos que genera f.e.m. en las bobinas, pero por la particular disposición de las escobillas, el valor resultante es nulo. Pero si aplicamos corriente alterna a los polos se crea un flujo alterno en el inducido. Cuando las bobinas están en el momento de la conmutación abrazan el flujo máximo y se genera la máxima f.e.m. alterna que debe poderse recoger en las escobillas. Es lo que pasaría en la posición central de figura 2.431, si los campos fuesen alimentados por corriente alterna y las escobillas se hubiesen decalado 90° .

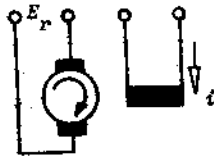


Fig. 2.468

Como las bobinas del inducido se van sucediendo unas a otras en el campo, la fuerza electromotriz de transformación aparece entre escobillas y es independiente de la velocidad, existiendo aun cuando el rotor esté en reposo, ya las bobinas del rotor actúan como el secundario de un transformador. Conforme se vio en la (2.23) tendremos:

$$e = 4,44 N \Phi_{max} f \quad (2.831)$$

para una bobina del inducido. De este valor conviene tomar el valor medio, ya

que las bobinas van ocupando sucesivas posiciones, y en consecuencia sería correcto sumarlas si todas alcanzasen simultáneamente el valor máximo. Por ello:

$$E_t = \frac{2}{\pi} \sum e = \frac{2}{\pi} 4,44 f \Phi_{max} \left| \frac{Z}{4 a} \right| = \frac{f \Phi_{max} Z}{\sqrt{2} a} \quad (2.832)$$

Para cualquier posición de las escobillas resultará:

$$E_t = \frac{f \Phi_{max} Z}{\sqrt{2} a} \sin \alpha \quad (2.833)$$

3) Fuerza electromotriz por campo giratorio

Imaginemos una máquina con un inducido como el de una corriente continua y suponemos que el estator es como el de una máquina trifásica a inducción. En el entrehierro se crea un campo rotante de velocidad:

$$N_g = \frac{60 f_e}{p} \quad (2.834)$$

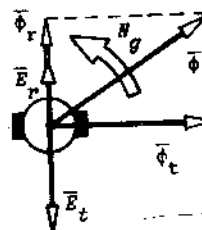


Fig. 2.469

siendo f_e la frecuencia del estator. En la figura 2.469 dibujamos el campo rotante Φ_g y asignamos una posición fija a las escobillas, descomponiendo ese campo giratorio en otros dos alternos: uno según el eje de escobillas y otro normal. Al flujo según el eje de escobillas lo llamaremos flujo transformador por analogía con el de figura 2.468, y al otro flujo de rotación, por analogía con figura 2.466. El flujo de rotación general una f.e.m. E_r en fase con él, ya que cuando varía Φ_r también varía E_r y así sucesivamente, conforme los razonamientos anteriores. Tomando la (2.829) y expresando la frecuencia rotórica en función de N y reemplazando:

$$N = \frac{60 f_r}{p} \quad (2.835)$$

$$E_r = \frac{Z \Phi_{max} f_r}{\sqrt{2} a} \quad (2.836)$$

El flujo transformador Φ_t induce una f.e.m. E_t atrasada 90° respecto a él y cuyo valor sale de la (2.829):

$$E_t = \frac{Z \Phi_{max} f_e}{\sqrt{2} a} \quad (2.837)$$

Según la figura 2.469 la f.e.m. resultante es:

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

$$N_g = E_t - E_r = \frac{Z \Phi_{max}}{\sqrt{2} \alpha} (f_e - f_r) = K s f_e \quad (2.838)$$

donde s es el resbalamiento, de idéntica definición en los motores asincrónicos a inducción. Como el rotor tiene una velocidad N igual a la del campo giratorio N_g , es evidente que $f_e = f_r$ y entonces la f.e.m. entre escobillas es nula. Esto último es lógico, porque si el rotor y el campo rotante marchan a igual velocidad, no es posible que haya variación de flujo.

Vemos entonces que la magnitud de la fuerza electromotriz inducida es función del resbalamiento y pasemos a tratar la frecuencia de dicha tensión que aparece entre escobillas. La f.e.m. de rotación que según se vio tiene igual frecuencia que el flujo que la genera y la f.e.m. de transformación también, y como la frecuencia de ambos flujos es función de la velocidad de rotación del campo giratorio N_g , la frecuencia entre escobillas es función de la frecuencia estatórica f_e . Los conductores del inducido que van cortando líneas del campo, generan una f.e.m. cuya frecuencia es:

$$f_c = \frac{p(N_g - N)}{60} \quad (2.839)$$

ya que $N_g - N$ es la velocidad relativa. Si en los conductores hay una frecuencia f_c y en las escobillas f_e existe un salto de frecuencias:

$$f_e - f_c = \frac{p N}{60} \quad (2.840)$$

expresión general totalmente válida para cualquier caso, ya que el colector actúa como convertidor de frecuencia. Finalmente, la (2.838) vale para el caso de un campo rotante, actuando sobre un inducido de un par de escobillas. En el caso más general, sale:

$$E_g = C_e \frac{Z \Phi_{max}}{2 \alpha} (f_e - f_r) \quad (2.841)$$

4) Cupla motora

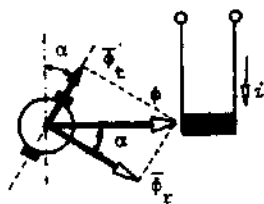


Fig. 2.470

Si tomamos un motor monofásico a colector, donde por el campo circula corriente alterna de expresión i , y sus escobillas están adelantadas α con respecto a una posición de referencia, el flujo de rotación Φ_r se calcula con:

$$\Phi_r = \Phi_{max} \cos \alpha \cos \omega t \quad (2.842)$$

Por los conductores del inducido circula:

$$i = \sqrt{2} I \sin(\omega t \pm \varphi) \quad (2.843)$$

Tomando la ecuación (2.814) reemplazamos:

$$a = K \Phi_{max} I \cos \alpha \cos \omega t \sin(\omega t \pm \varphi) \quad (2.844)$$

que es la cupla instantánea, ya que Φ_r e i son valores instantáneos. Operando

$$c = K \Phi_{max} I \cos \alpha [\cos \varphi - \cos(2\omega t \pm \varphi)] \quad (2.845)$$

La parte independiente del tiempo es:

$$C_m = K \Phi_{max} I \cos \alpha \cos \varphi \quad (2.846)$$

que es la expresión de la cupla media. El término restante de la (2.845) es un término oscilante con frecuencia doble, cuya resultante es nula.

5) Conmutación en corriente alterna

En los motores de corriente alterna a colector, la conmutación es un problema bastante más complicado que en corriente continua. Cuando la bobina conmuta, es decir está en corto circuito, se encuentra abrazando el flujo máximo del inductor, que como es alterno, induce una f.e.m. por efecto de transformación, que agrava la f.e.m. de autoinducción ya vista. En un motor de corriente alterna, cada bobina en el momento de la conmutación, está sometida a dos fuerzas electromotrices: la de reactancia ya estudiada en párrafo 2.8.10.- y la de transformación por efectos del flujo variable que abraza. El valor de la f.e.m. es:

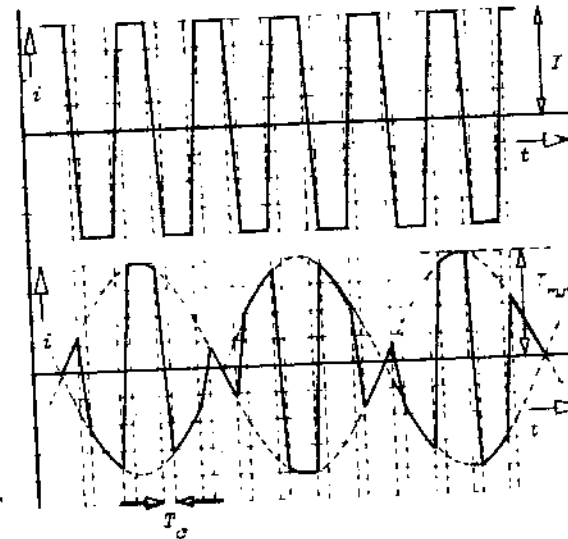


Fig. 2.471

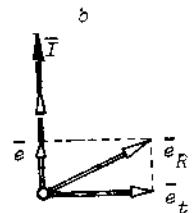


Fig. 2.472

$$e_t = 4,44 N_b f_e \phi_{max} \quad (2.847)$$

siendo N_b el número de espiras del elemento en corto, o número de espiras entre delgas, f_e la frecuencia del estator y ϕ_{max} el flujo máximo. Se observa que e_t es independiente de la velocidad.

Para poder comparar, en la figura 2.471 arriba tenemos la gráfica de la corriente en un inducido de continua (ya vista en figura 2.451), y abajo la gráfica de una bobina de máquina de corriente alterna. En la continua admitimos, la conmutación lineal. La f.e.m. de autoinducción dependerá del momento en que sorprenda la conmutación a la corriente. En cambio, la f.e.m. de transformación será constante para cualquier instante e independiente de la velocidad, no así la tensión de reactancia, que sí depende de la velocidad. Otro hecho de señalar es que la tensión de reactancia está en fase con la corriente del inducido porque la conmutación ocurre siendo nula la corriente y la f.e.m., y así sucesivamente. En cambio, la f.e.m. de transformación atrasa 90° respecto al flujo, como se dibujó en figura 2.472. La tensión e_R resultante no debe exceder de 4 Volt en funcionamiento y en el arranque se tolera algo más. En la puesta en marcha, las condiciones son difíciles, porque la f.e.m. de transformación actúa plenamente. Esta circunstancia hace que muchas veces, estos motores se los prefiera aplicar en redes de frecuencias inferiores a 50 Hertz.

♦ 2.9.2.- MOTOR SERIE DE CORRIENTE ALTERNA.- El principio de funcionamiento es el mismo que en el caso de corriente continua por lo siguiente. Si en corriente continua cambiamos el sentido de la corriente, se invertirá el sentido del flujo de los polos principales, pero también el sentido de la corriente en el rotor. Si recorremos de nuevo la figura 2.432, podemos apreciar que si cambiamos el sentido del flujo y simultáneamente el sentido de las corrientes en el rotor, aplicando la regla de mano izquierda, los sentidos de las fuerzas que provocan la cupla, permanecen invariables. Por ello, si aplicamos corriente alterna que continuamente está cambiando de sentido, la cupla no obstante será de sentido único. En la figura 2.473 vemos las conexiones de un motor serie para corriente alterna. En general, se los construye de potencia reducida. El inducido es prácticamente igual que el

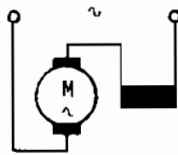


Fig. 2.473

de un motor de continua, pero el estator no tiene piezas macizas, sino que es laminado, con ranuras en donde se ubica un arrollamiento por lo regular concentrado. El estator es muy parecido al de los motores monofásicos a inducción. Los motores mayores, van provisto de polos de conmutación y de arrollamientos compensadores como los de las máquinas de corriente continua y hay varias formas de conexión. En la figura 2.474 tenemos el motor con su bobina-

do excitador conectado en serie con el rotor. Los polos de conmutación y los arrollamientos de compensación también están en serie. Sin embargo, existen motores en donde los polos de conmutación y arrollamientos de compensación están en serie entre ellos, pero constituyendo un circuito separado y cerrado sobre sí mismo, como apreciamos en la

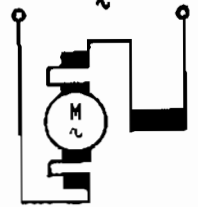


Fig. 2.474

figura 2.475. En el primer caso se dice que hay *compensación conductiva*, mientras que en el segundo, se dice que hay *compensación inductiva*. En este último, el flujo del inducido induce f.e.m. en el bobinado de compensación y polos auxiliares, que como constituyen un circuito cerrado tienen su propia corriente.

El arrollamiento en serie de los polos de conmutación anula constantemente el campo de conmutación que genera la tensión de reactancia, la que es función de la corriente. Pero la f.e.m. de transformación, e_t , es constante. El arrollamiento en serie no anula la f.e.m. e_R resultante de la conmutación para cualquier estado de carga, porque el campo que crean los polos de conmutación no varía con la carga en la misma forma que e_R y lo anulará sólo para un valor.

En el motor serie de corriente alterna, la ecuación de marcha es;

$$\bar{U} = \bar{E}_r + \bar{I} (R + jX) \quad (2.848)$$

donde:

- $\bar{U}$ = tensión aplicada
- $\bar{E}_r$ = f.e.m. de rotación
- $\bar{I}$ = corriente de línea
- R = suma de las resistencias presentes
- X = suma de las reactancias presentes

Como $E_r = K N$ es fácil ver que para altas velocidades mejora el factor de potencia. Como sólo hay f.e.m. de rotación, la característica de estos motores es netamente serie, como mostramos en la figura 2.476 para varias tensiones aplicadas. Los motores serie tienen varias limitaciones constructivas. El entrehierro debe ser más pequeño que en los de corriente continua y la imperiosa necesidad de un bobinado compensador implica la presencia

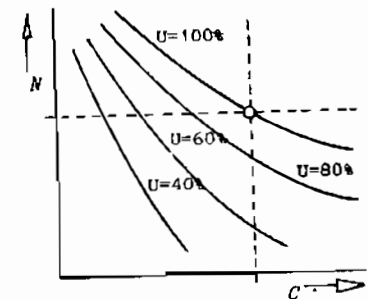


Fig. 2.476

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

de ranuras para el mismo, lo que motiva un diseño muy cuidadoso. Comparando con uno de continua serie de iguales condiciones, el de alterna es más voluminoso porque requiere mayor diámetro. El colector de de mayor diámetro para ampliar el tiempo de conmutación.

♦ 2.9.3.- MOTOR DE REPULSION.- El motor de repulsión se caracteriza por tener el circuito del inducido cerrado sobre sí mismo, e independiente de la red. En la figura 2.477 a la izquierda, tenemos el esquema de un motor de repulsión que tiene dos campos a 90° entre ellos. Uno es el principal y el otro el de los polos de conmutación y de arrollamientos compensadores. El circuito del inducido en vez, es independiente de la red y está cerrado sobre sí mismo. Si pensamos que solamente actúa el campo de los polos de conmutación y arrollamiento compensador, se genera una f.e.m. E_t de transformación. Pero como las escobillas están en corto circuito, se origina una corriente:

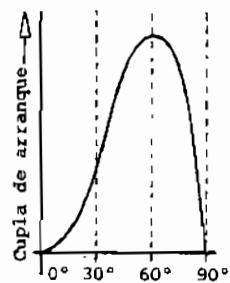


Fig. 2.478

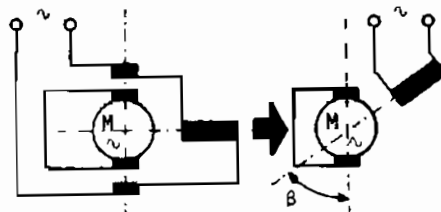


Fig. 2.477

El circuito del inducido en vez, es independiente de la red y está cerrado sobre sí mismo. Si pensamos que solamente actúa el campo de los polos de conmutación y arrollamiento compensador, se genera una f.e.m. E_t de transformación. Pero como las escobillas están en corto circuito, se origina una corriente:

$$\bar{I}_A = \frac{\bar{E}_t}{\bar{Z}_A} \quad (2.849)$$

donde $\bar{Z}_A$ es la impedancia del circuito del rotor. Pero también tenemos el campo principal, que reaccionando sobre el rotor y su corriente $\bar{I}_A$ generará la cupla como si fuese un motor serie. Esto quiere decir que, aunque el motor esté aislado de la red, circula por él una corriente como si estuviese conectado, ya que se comporta como el secundario de un transformador en corto circuito accionado por el otro juego de bobinas que ofician de primario. Pero es posible una simplificación, reemplazando los dos campos, por uno solo que produzca los mismos efectos, tal como mostramos en la parte derecha de la misma figura 2.477. El campo único se puede descomponer en dos que tengan los ejes según las direcciones principales. La mayor eficacia se logra con un ángulo de unos $70^\circ = B$, lo que se logra desplazando las escobillas.

♦ 2.9.4.- MOTORES UNIVERSALES.- Son motores que pueden funcionar con cualquiera de las dos corrientes. Se construyen en potencias reducidas, hasta unos 3/4 de HP, con velocidades elevadas. Por lo regular, tienen escobillas especia-

les de alta resistencia, para mejorar la conmutación. La regulación de la velocidad se hace por medio de la tensión aplicada, con reactancias en serie, o con transformadores con topes.

Son por lo regular para electrodomésticos y se comportan casi igual con corriente continua como con corriente alterna, aunque con alterna son algo más lentos. Con este tipo de motor se logran altas velocidades, del orden de las 15.000 a 20.000 R.P.M. a vacío. No conviene hacerlos trabajar en esas condiciones y por ello a veces están provistos de un interruptor centrífugo que corta la corriente cuando la velocidad alcanza valores de compromiso.

♦ 2.9.5.- MOTOR A RELUCTANCIA.- Al estudiar la cupla motora de los motores sincrónicos con fórmula (2.594) conocimos su función, que ahora repetimos por comodidad:

$$C = \frac{E_o U}{X_L} \sin \alpha + \frac{X_L - X_T}{2 X_L X_T} U^2 \sin 2 \alpha \quad (2.850)$$

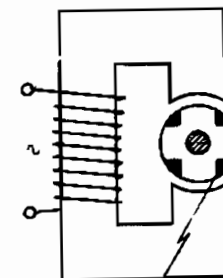


Fig. 2.479

Si anulamos la excitación, estamos haciendo $E_o = 0$, y observamos que no obstante la cupla tiene un valor, función del cuadrado de la tensión y función de la diferencia de reactancias según los dos ejes. Esta última condición se puede cumplir sólo si el rotor es asimétrico, del tipo de polos

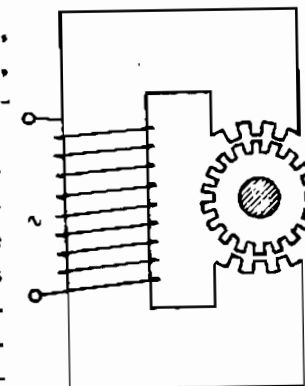


Fig. 2.480

salientes, ya que en uno a rotor liso tendríamos $X_L = X_T$. En base a esto se construye el motor cuyo esquema se ve en la figura 2.479. La parte llena se hace de un material no magnético, para lograr la asimetría de las reactancias. Como todo motor sincrónico no tiene cupla de arranque y sólo es posible construirlo para potencias muy exigüas, como por ejemplo, relojes eléctricos. Otra forma constructiva muy difundida la vemos en figura 2.480. Si Z es el número de dientes del rotor, la velocidad de rotación resulta:

$$N = \frac{2 f}{Z} \quad (2.851)$$

siendo N la velocidad en R.P.M.

Curso universitario sobre INGENIERIA DE LA ENERGIA ELECTRICA

♦ 2.9.6.- PEQUEÑAS MAQUINAS PARA SERVOMECANISMOS.- Debido al gran incremento del control automático, el estudio de estas máquinas se ha tornado necesario. Si bien las trataremos en forma superficial, dejaremos sentados los principales elementos que interesan en estos mecanismos, como componentes de otros sistemas más complejos, por lo regular, electrónicos.

En figura 2.481 tenemos un *generador taquimétrico* de mucha utilidad para los controles de velocidad. Se trata de un motor *bifásico* a inducción, con rotor en cortocircuito. Uno de los dos arrollamientos se

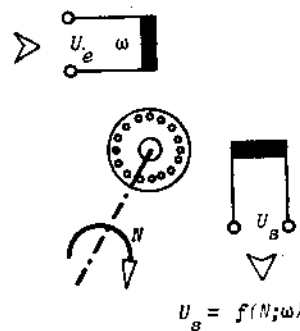


Fig.2.481

alimenta con tensión alterna constante. El otro está vinculado a un circuito de impedancia elevada y su corriente es despreciable. Cuando el rotor está detenido, las corrientes inducidas producen una onda de f.e.m. que se opone directamente a la f.e.m. del estator. La tensión a la salida es nula. Cuando el rotor marcha, se agrega una cierta f.e.m. Las corrientes del rotor correspondientes a la f.e.m. estática dan un campo de reacción directo que no atraviesa el bobinado de comando. Contrariamente, las corrientes del rotor correspondientes a las f.e.m. dinámica ocasionan un campo de reacción transversal que induce tensión en el bobinado de salida. Por lo tanto, la f.e.m. inducida en el bobinado de salida es proporcional a la velocidad. Estos sistemas son más convenientes que los generadores de continua que servirían igualmente, debido a que el colector de estas ocasiona interferencias e inestabilidad. El rotor de estos generadores taquimétricos puede ser una jaula como la de los motores, pero en los tipos más pequeños es un simple tambor de material conductor, como se muestra en figura 2.482.

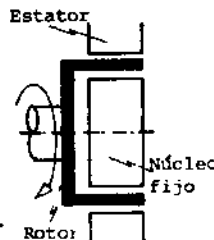


Fig.2.482

De construcción completamente igual al generador taquimétrico es el *motor asincrónico de fase de comando*, pero de función diferente. Se alimenta con tensión constante el arrollamiento de entrada y por el arrollamiento de salida se aplica una tensión que está desplazada 90° con respecto a la de entrada y es de amplitud variable. Esta última es la señal de comando. Cuando la tensión aplicada a la salida es nula, el rotor no gira. Si la tensión aplicada a la salida tiene un valor finito, se forma un campo rotante elíptico y el rotor gira en uno u otro sentido, según que la fase de la tensión aplicada esté 90° en atraso o 90° en adelanto. Estos mecanismos son muy útiles para seña-

lar posición y no requieren potencias importantes.

Tratemos ahora los mecanismos denominados *síncros* en forma corriente. Desde el punto de vista constructivo y geométrico, son iguales a los alternadores trifásicos con rotor a polos salientes, pero su tamaño y su potencia son ínfimos. Son muy útiles para mecanismos de sincronización, teledirigidos y registradores de posición. Se los conoce con varios nombres comerciales (selsyn, auto-syn, etc).

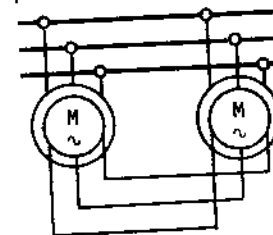


Fig.2.483

En general, no trabajan desarrollando potencia mecánica, sino produciendo o recibiendo señales de potencia débil, con las cuales se pueden hacer teledirigidos o telemandos, si se las aplica convenientemente con amplificadores electrónicos.

En la figura 2.483 vemos el croquis de conexión de un *síncro-generador* y su correspondiente *síncro-motor*. En ambos rotores se aplica tensión alterna de una misma red, de frecuencias que pueden ir de 50 Hertz hasta 400 Hertz. Las corrientes alternas de los dos rotores producen campos alternativos que inducen fuerzas electromotrices en los estatores. Si las posiciones de los dos rotores son idénticas, las f.e.m. inducidas en los estatores quedan en oposición, y no hay circulación de corriente por el circuito de los estatores. Si apartamos a uno de los rotores de esa posición, se desequilibra el sistema, circulan corrientes por los circuitos de los estatores dando lugar a una cupla en cada uno que tiende a estabilizar las cosas con corriente nula, es decir, con igual desplazamiento angular de los rotores. El sistema tiende al equilibrio con corriente nula. La cupla que actúa sobre los rotores es función de la diferencia de posición de los mismos, es decir, de la diferencia de los ángulos de posición. Por lo tanto, si movemos uno de los rotores un cierto ángulo, el otro hace exactamente lo mismo. El error estático de estos sistemas es ínfimo, no así el error dinámico, ya que estos mecanismos tienen tendencia a producir un cierto penduleo hasta alcanzar el equilibrio y quedar detenidos.

En la figura 2.484 tenemos el *síncro-diferencial*. El *síncro-generador* y el *síncro-motor* son iguales al caso anterior, pero en el camino de las conexiones, encontramos el *síncro-diferencial*, consistente en un estator igual al de los alternadores, pero con un rotor trifásico igual al de un rotor bobinado de un motor asincrónico con anillos. Cuando los ángulos de motor y generador son iguales, todo el conjunto está desequilibrado. Si uno de ambos se mueve, se desequilibra el sistema de corrientes estatóricas y se produce en el *síncro-diferencial*

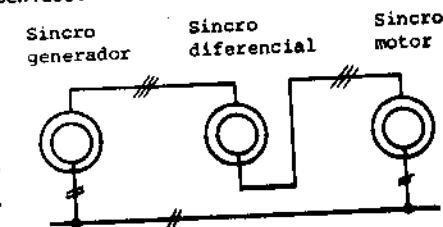


Fig.2.484

cial un desplazamiento que es función de la diferencia angular entre motor y generador. Este mecanismo detecta entonces, diferencias angulares entre dos ejes.

En la figura 2.485 presentamos el *síncro-detector*. La tensión inducida en el

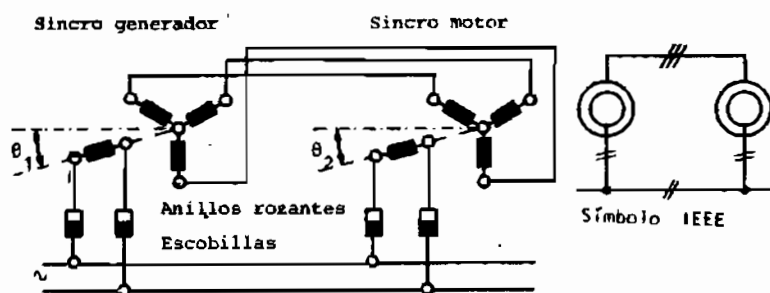


Fig.2.485

rotor del síncro-detector, es función de la diferencia de posición entre los dos ejes de los dos rotors. Para igual desplazamiento angular, no aparece, f. e.m. inducida.

La aplicación de los síncros es muy variada en la industria modernas. Por lo regular, son componentes de sistemas más complejos y en algunos casos se los llama *detectores, sensores o actuadores*. Como dijimos al principio, los síncros se emplean mucho en el control automático, que es una verdadera rama de la ingeniería moderna.

C. E. T.
CENTRO DE ESTUDIANTES
TECNOLOGICOS
U. T. N. - F. R. L. P.