



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
ARAGÓN**

**"CONTROL DE SISTEMAS ELECTRONICOS DE
POTENCIAROTATORIOSASINCRONOS"**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICO**

P R E S E N T A :

JUAN CARLOS ALCALA TELLEZ

ASESOR: ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS



BOSQUES DE ARAGÓN, ESTADO DE MÉXICO

2009



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

AGRADECIMIENTOS

A MIS PADRES

**Con respeto, cariño, admiración y agradecimiento
Por sus sacrificios, comprensión y todo el apoyo
Brindado durante mi formación profesional.**

A MIS HIJOS

**Carlos Alejandro y Saya los que me han motivado
A elaborar esta tesis**

A MIS AMIGOS

**Por su amistad brindada apoyo y consejos que
Han contribuido en el desarrollo de mi formación
Profesional.**

AL ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS

**Con respeto y admiración por el apoyo recibido
A mi asesor de tesis por la ayuda brindada y por
Su paciencia durante la elaboración de esta tesis.**

A MI ESCUELA ENEP ARAÇON

**Agradezco infinitamente a la Universidad Nacional
el privilegio y la oportunidad que me brindo, para
tener una formación profesional.**

INDICE

1. MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA ROTATORIAS

1.1 CARACTERISTICAS DE CONSTRUCCION DE MAQUINAS DE INDUCCION.....	2
1.2 CAMPOS MAGNETICOS ROTATORIOS EN MAQUINAS TRIFASICAS DE CORRIENTE ALTERNA.....	4
1.3 CONCEPTOS BASICOS DEL MOTOR DE INDUCCION.....	7
1.4 DESLIZAMIENTO DEL MOTOR.....	8
1.5 FRECUENCIA ELECTRICA EN EL ROTOR.....	9
1.6 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE INDUCCION.....	11
1.7 PERDIDAS Y DIAGRAMA DE FLUJO DE POTENCIA.....	12
1.8 CONTROL DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS MOTORES POR MEDIO DEL DISEÑO DEL ROTOR DE JAULA DE ARDILLA.....	16
1.9 CLASES DE DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCION.....	18
1.9.1 DISEÑO CLASE A.....	18
1.9.2 DISEÑO CLASE B.....	18
1.9.3 DISEÑO CLASE C.....	18
1.9.4 DISEÑO CLASE D.....	19
1.10 ARRANQUE DE LOS MOTORES DE INDUCCION.....	20
1.11 VARIADORES PARA MOTORES ASÍNCRONOS.....	22
1.12 ¿COMO VARIAR LA VELOCIDAD DE ROTACIÓN?.....	23
1.12.1 CONTROL POR VOLTAJE DEL ESTATOR.....	23
1.12.2 CONTROL POR VOLTAJE DEL ROTOR.....	25
1.12.3 CONTROL POR FRECUENCIA.....	25
1.12.4 CONTROL POR FRECUENCIA Y VOLTAJE.....	28
1.12.5 CONTROL POR CORRIENTE.....	30
1.12.6 CONTROL POR VOLTAJE, CORRIENTE Y FRECUENCIA.....	35
1.13 VARIACION DE LA TENSION DE ALIMENTACION.....	37
1.14 VARIACION DE LA RESISTENCIA SECUNDARIA.....	
1.15 RECUPERACION DE POTENCIA DEL SECUNDARIO.....	42
1.16 CONEXIÓN DE MOTORES ELECTRICOS.....	44

2. LA ELECTRONICA DE POTENCIA Y SUS PRINCIPALES COMPONENTES DE CONTROL EN MAQUINAS DE C.A. ROTATORIAS

2.1 HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.....	50
2.2 DESCRIPCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.....	51
2.3 CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA.....	52
2.3.1 CARACTERÍSTICAS IDEALES.....	53
2.4 TIPOS DE CIRCUITOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA.....	54
2.5 DISEÑO DE EQUIPOS DE ELECTRONICA DE POTENCIA.....	54
2.6 HOJAS DE DATOS.....	54
2.7 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.....	57
2.8 EL DIODO DE POTENCIA.....	58
2.9 EL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR).....	59
2.10 EL TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA.....	62
2.11 EL TRIAC.....	63
2.11.1 FORMAS DE ONDA DEL TRIAC.....	64
2.12 OPTOACOPLADORES.....	66
2.13 DIACS.....	68
2.13.1 COMPORTAMIENTO ELECTRICO DEL DIAC.....	69

3. UTILIZACION DE GTO E IGBT EN CONTROL DE MAQUINAS ROTATORIAS DE C.A.

3.1	EL TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLAD (IGBT).....	71
3.2	AREA DE TRABAJO SEGURO DEL IGBT (PARAMETROS).....	73
3.3	EL TIRISTOR DESACTIVADO POR COMPUERTA (GTO).....	75
3.4	PARAMETROS DEL GTO.....	77
3.5	BLOQUEO DEL GTO.....	78
3.6	COMPARACIÓN.....	79

4. CONTROL DEL IGBT

4.1	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE CON MODULACIÓN DE ONDA CUADRADA Y ALIMENTADO POR FUENTE DE TENSIÓN (VSI).....	88
4.2	INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE CON MODULACIÓN DE ONDA CUADRADA.....	91
4.3	TECNICA DE MODULACIÓN POR CANCELACIÓN DE TENSIÓN.....	94
4.4	ESQUEMA DEL PWM (MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS) INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE.....	96
4.5	DEFINICIONES Y CONSIDERACIONES RELATIVAS A LA MODULACIÓN PWM.....	97
4.6	INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE (PWM).....	102
4.7	PWM CONMUTACIÓN DE TENSIÓN UNIPOLAR.....	104
4.8	INVERSORES TRIFÁSICOS.....	107
4.9	MODULACIÓN DE ONDA CUADRADA 180° DE CONDUCCIÓN.....	107
4.10	MODULACION DE ONDA CUADRADA DE 120° DE CONDUCCION.....	110
4.11	MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS (PWM).....	113
4.12	APLICACION.....	116

APLICACIONES, RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES.....	128
RECOMENDACIONES CRITERIOS DE ELECCIÓN Y APLICACIONES DE MOTORES DE INDUCCIÓN.....	128
TABLA DE TENSIONES NOMINALES NORMALES PARA LAS MAQUINAS ELECTRICAS DE C.A.....	130
FACTORES QUE AFECTAN A LA SELECCIÓN DEL MOTOR Y DEL GENERADOR.....	131
MANTENIMIENTO.....	131
TENDENCIAS EN EL DISEÑO DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN.....	133
VENTAJAS DE LAS CONDUCCIONES DE C.A.....	133
RECOMENDACIONES GENERALES.....	134
GLOSARIO.....	138
BIBLIOGRAFÍA.....	139

TITULO DE TESIS:

“ CONTROL DE SISTEMAS ELECTRONICOS DE POTENCIA ROTATORIOS ASINCRONOS “

OBJETIVO:**OBJETIVO DE LA TESIS:**

Describir los fundamentos teóricos prácticos de las máquinas asíncronas controladas electrónicamente para regular la velocidad a partir de los convertidores denominados inversores ya que estos tienen una aplicación cada vez más creciente en la industria

OBJETIVOS PARTICULARES:

- 1) Describir los diferentes tipos de motores de inducción asíncronos en especial el tipo rotor jaula de ardilla y el rotor devanado por su amplia utilización en la industria.
- 2) Describir los diferentes tipos de semiconductores que se emplean para este tipo de convertidores.
- 3) Describir y realizar un estudio general enfocado a los convertidores de potencia denominados inversores de frecuencia aplicados en la regulación de velocidad variable cada vez más importantes en la industria.

OBJETIVO DE LA INVESTIGACION:

El objetivo de la investigación es describir, los métodos de conversión de la energía de corriente alterna no regulable a corriente alterna regulable y aplicar esta a los motores asíncronos para obtener una variación de velocidad ajustable según las necesidades del proceso.

INTRODUCCIÓN

Con la aparición del transistor en 1948 por los laboratorios Bell se inicia una revolución electrónica en el área de semiconductores ya que con esto se creó el circuito integrado capaz de agrupar millones de transistores en una sola pastilla.

La otra revolución menos conocida, se caracteriza por la tendencia opuesta. Es decir, transistores de magnitud creciente, capaces de manejar mayores potencias eléctricas.

El desarrollo clave de la electrónica de potencia fue la invención de un nuevo tipo de transistor el IGBT. Estos son capaces de conmutar corrientes eléctricas de hasta 1000A y mayores a tensiones de varios miles de volt. Y es de máxima importancia que los IGBT puedan conmutar esas corrientes a velocidades extremadamente rápidas, por lo que aventajan a todos sus predecesores en todos los terrenos.

Es de enorme importancia el control de motores eléctricos en las fábricas para sus procesos ya que las fábricas dependen en gran medida de máquinas, equipos o robots accionados por motores eléctricos. Es por esto la importancia de analizar los convertidores de potencia conocidos como inversores de frecuencia también conocidos como variadores de velocidad aplicados a los motores asíncronos trifásicos en especial a los motores de rotor jaula de ardilla y a los motores de rotor devanado trifásicos ya que son los que más se emplean a nivel industrial.

En el capítulo 1 se describe los principios de la máquina de inducción desde el circuito equivalente del motor de inducción así como las clases de diseño de los motores, los métodos de control para poder variar la velocidad de estas máquinas.

En el capítulo 2 se empieza a hablar de los componentes principales usados en la electrónica de potencia que se usan para controlar la velocidad de los motores de inducción.

En el capítulo 3 se analizan y se estudian las características eléctricas de los dos principales componentes utilizados para el control de los parámetros del motor de inducción esto es el IGBT y el GTO.

En el capítulo 4 se empieza a analizar el control del IGBT en los inversores tanto monofásicos como los trifásicos y se le da especial importancia a la técnica de modulación por ancho de pulsos (PWM) ya que esta técnica es en la que se basan los diseñadores de inversores de frecuencia y arrancadores de estado sólido cada vez más importantes en la industria.

También se dan algunas de las recomendaciones generales que se deben tener a los motores de inducción de cada vez más utilizados en la industria.

CAPITULO 1

MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA ROTATORIAS

CAPITULO 1

MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA ROTATORIAS

Las máquinas de C.A. se clasifican también como: síncronas y asíncronas. Las máquinas síncronas derivan su nombre del hecho de que giran a una velocidad angular constante, la cual es llamada velocidad angular síncrona. La velocidad angular de máquinas asíncronas que las llamamos popularmente como máquinas de inducción, es variable y menor que la velocidad angular síncrona.

Estas máquinas son llamadas máquinas de corriente alterna (C.A.). La fuente de C.A. más frecuentemente usada es una en la cual el voltaje y la corriente varían senoidalmente con respecto al tiempo a esta se le llama fuente de voltaje si la amplitud del mismo permanece constante mientras que la amplitud de la corriente puede variar, dependiendo de las necesidades, ó también se le llama fuente de corriente si la amplitud del mismo permanece constante mientras que la amplitud del voltaje puede variar. Las fuentes las podemos clasificar como: monofásicas, bifásicas o trifásicas.

A su vez las máquinas de corriente alterna las clasificamos de diferentes formas como máquinas monofásicas, bifásicas o trifásicas estas dependen del tipo de fuente usada como he mencionado las máquinas de C.A. Se clasifican de diferentes formas voy hacer especial énfasis en las máquinas de C.A. trifásicas ya que estas encuentran una extensa aplicación en grandes establecimientos industriales como generadores y motores.

1.1 CARACTERISTICAS DE CONSTRUCCIÓN DE MAQUINAS DE INDUCCIÓN

Las máquinas de inducción tienen una parte estacionaria, la cual se conoce como estator y una parte rotatoria llamada rotor. En las máquinas trifásicas, los tres embobinados se localizan en el estator con una separación entre ellos de 120° eléctricos.

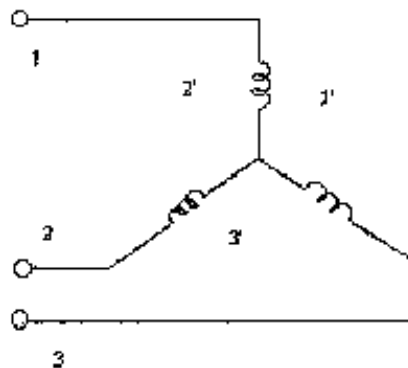


Fig. (1.1)

El rotor de una máquina de inducción puede ser o un rotor embobinado o un rotor jaula de ardilla. El rotor embobinado está provisto con embobinados similares a aquellos del estator con el cual esta asociado. El rotor debe embobinarse con el mismo número de polos del estator. El número de fases en el rotor no necesita ser el mismo que en el estator, aunque en general es el mismo.

El embobinado del rotor esta conectado a anillos deslizantes montados en la flecha, las escobillas estacionarias hacen contacto continuo con los anillos deslizantes y hacen posible para los elementos externos, tales como resistencias o fuentes de voltaje, su conexión al rotor para obtener un alto par de arranque a bajas corrientes o para control de velocidad. En la figura I.2 se muestra un rotor embobinado de 3 fases o trifásico.

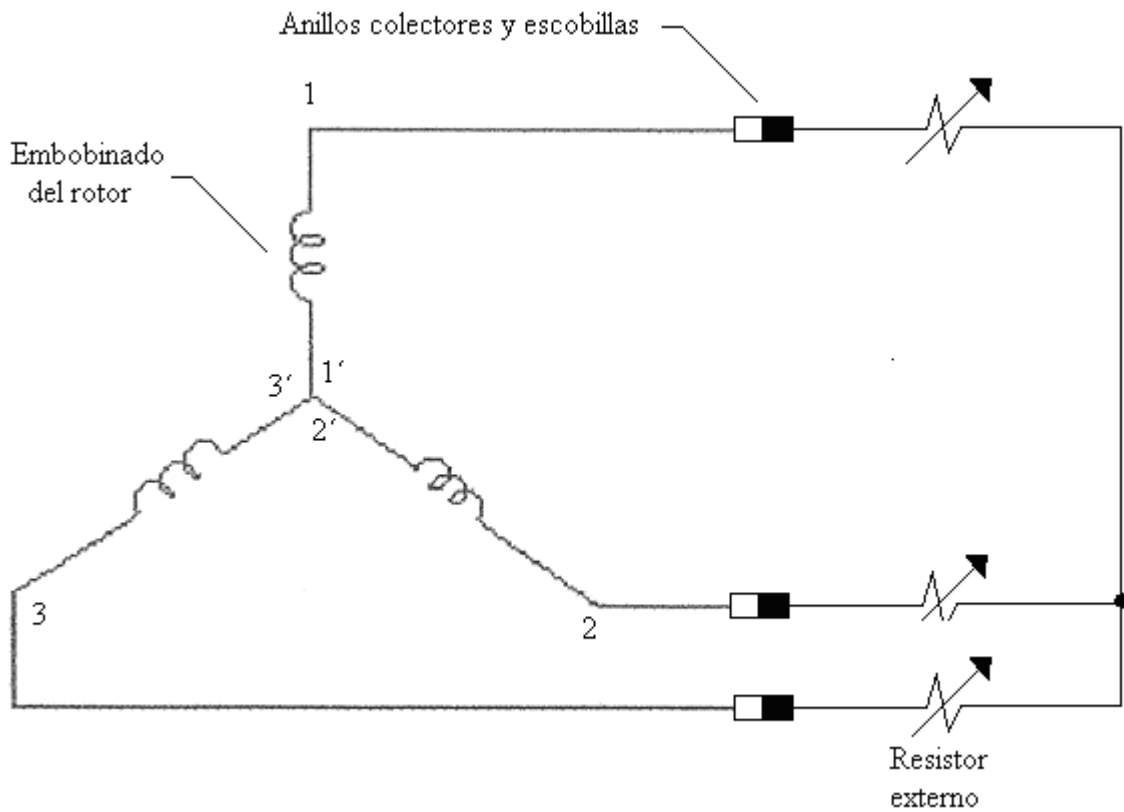


Figura (1.2) Un rotor devanado trifásico

El otro tipo de rotor, conocido como jaula de ardilla, consiste de conductores colocados en ranuras igualmente distribuidos a lo largo de la periferia del rotor. Los extremos de los conductores se ponen en corto circuito por anillos metálicos terminales como podemos ver en la siguiente figura.

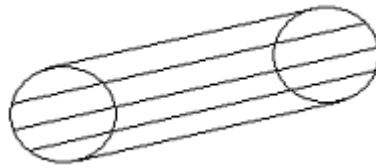


Fig.(1.3) Rotor Jaula de Ardilla

La ventaja principal del rotor jaula de ardilla, al lado de su simplicidad de construcción y de su robustez, es que el número de polos del rotor es siempre igual al número de polos del estator con el cual esta asociado. El mismo rotor puede usarse con un estator de una, de dos, o de tres fases. La desventaja de este rotor es que no son posibles las conexiones externas al rotor. Consecuentemente el control del motor deberá efectuarse enteramente en el estator.

1.2 CAMPOS MAGNETICOS ROTATORIOS EN MAQUINAS TRIFASICAS DE CORRIENTE ALTERNA

Si consideramos el estator de la máquina de c.a. trifásica esta se muestra en la fig.4

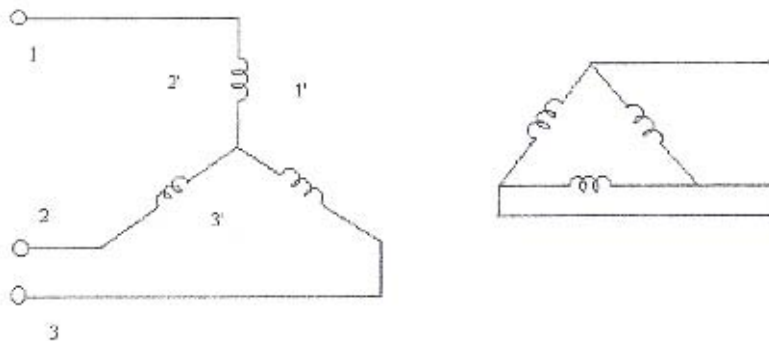


Figura (1.4) conexión estrella y delta

Y le aplicamos un voltaje trifásico balanceado al embobinado trifásico el cual puede conectarse en delta o en estrella, circularán corrientes en los embobinados si los voltajes son senoidales, las corrientes también pueden considerarse senoidales aunque puede ocasionarse alguna distorsión en la forma de onda por la no linealidades la estructura magnética a su vez la corriente en cada fase establece un campo magnético pulsatorio en el entrehierro.

Si la amplitud de los valores máximos de corriente la representamos por $I_{m\acute{a}x}$. En cada fase estos están dados por

$$I_1(t) = I_{m\acute{a}x} \cos \omega t \dots\dots\dots (1.1)$$

$$I_2(t) = I_{m\acute{a}x} \cos (\omega t - 120^\circ) \dots\dots\dots (1.2)$$

$$I_3(t) = I_{m\acute{a}x} \cos (\omega t - 240^\circ) \dots\dots\dots (1.3)$$

Donde podemos observar que la corriente de cada fase están desplazadas 120° eléctricos una con respecto a otra, tomando como referencia la corriente $I(t)$ Si hacemos $\omega t = 0$ y sustituimos este valor en las ecuaciones 1, 2 y 3. Obtenemos los valores instantáneos

$$I_1(t) = I_{m\acute{a}x} \dots\dots\dots (1.4)$$

$$I_2(t) = -0.5I_{m\acute{a}x} = I(t) = -0.5I_{m\acute{a}x} \dots\dots\dots (1.5)$$

Asimismo observamos que la densidad de flujo es máximo al centro o en el eje de cada fase. Estos valores máximos varían senoidalmente con el tiempo dándonos las siguientes ecuaciones

$$B_1(t) = B_{m\acute{a}x} \cos \omega t \dots\dots\dots (1.6)$$

$$B_2(t) = B_{m\acute{a}x} \cos (\omega t - 120^\circ) \dots\dots\dots (1.7)$$

$$B_3(t) = B_{m\acute{a}x} \cos (\omega t - 240^\circ) \dots\dots\dots (1.8)$$

Donde $B_{\text{máx}}$ es la densidad de flujo máxima en el eje de cada fase podemos observar que estas densidades de flujo se encuentran desplazadas 120° eléctricos una con respecto a la otra tomando como referencia la densidad de flujo $b(t)$ esto es para un estado estable senoidal y condiciones balanceadas.

La densidad de flujo total se obtiene sumando la contribución de las tres componentes de la densidad de flujo. Asimismo como la distribución espacial se supone senoidal, tenemos lo siguiente.

$$b_{\eta}(\alpha, t) = b_1(t) \cos\alpha + b_2(t) \cos(\alpha - 120^\circ) + b_3(t) \cos(\alpha - 240^\circ) \dots \dots \dots (1.9)$$

De donde si sustituimos $b_1(t)$, $b_2(t)$ y $b_3(t)$ en la ecuación 7 obtenemos lo siguiente

$$b_{\eta}(\alpha, t) = \beta_{\text{máx}} [\cos\omega t \cos\alpha + \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ) + \cos(\omega t - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ)] \dots \dots \dots (1.10)$$

Factorizando la expresión obtenemos lo siguiente:

$$b_{\eta}(\alpha, t) = \beta_{\text{máx}} \cos\omega t \cos\alpha + \beta_{\text{máx}} \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ) + \beta_{\text{máx}} \cos(\omega t - 240^\circ) + \cos(\alpha - 240^\circ) \dots \dots \dots (1.11)$$

Y utilizando identidades trigonométricas llegamos a :

$$b(\alpha, t) = \beta_{\text{máx}} \cos(\alpha - \omega t) \dots \dots \dots (1.12)$$

Por lo tanto observamos que la densidad de flujo varía senoidalmente con el tiempo. Para obtener el valor máximo de la densidad de flujo hacemos:

$$\alpha = \omega \rightarrow \alpha - \omega t = 0 \rightarrow \alpha = \omega t \dots \dots \dots (1.13)$$

El significado de esta relación puede explicarse como sigue si se inserta un probador de densidad de flujo en el entrehierro y se mueve de un punto a otro punto a lo largo de una trayectoria circular a una velocidad de w radianes eléctricos por segundo el medidor de densidad de flujo marcará un flujo constante.

1.3 CONCEPTOS BÁSICOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Si el estator se embobina para p polos, entonces una velocidad de ω radianes por segundo corresponde a $2\omega/p$ radianes mecánicos por segundo. Esto se representa usualmente por ω_{sin} la cual es llamada velocidad angular síncrona del campo magnético rotatorio. Tenemos la siguiente expresión

$$\omega_{\text{sin}} = \frac{2\omega}{P} \rightarrow \text{donde} \rightarrow \omega = 2\pi f \dots\dots\dots (1.14)$$

$$\omega_{\text{sin}} = \frac{2(2\pi f)}{P} \rightarrow \text{pero } 2\pi \rightarrow 1 \text{ vuelta} \dots\dots\dots (1.15)$$

$$\omega_{\text{sin}} = \frac{2f \text{ rev}}{P \text{ seg}} \dots\dots\dots (1.16)$$

Pero no es usual en la práctica expresar las rev/seg es más usual expresarlas en rev/min haciendo la conversión a rev/min obtenemos

$$\omega_{\text{sin}} = \frac{120 f}{P} \text{ RPM} \dots\dots\dots (1.17)$$

Donde: ω_{sin} = Velocidad Angular Síncrona

f = Es la frecuencia del sistema en Hz.

P = Es el número de polos de la máquina.

Este campo magnético rotatorio B_s , pasa por la barras del rotor y les induce un voltaje. El voltaje inducido esta dado por la relación.

$$e_{\text{ind}} = (V \times \beta) \cdot \ell \dots\dots\dots (1.18)$$

Donde: V = velocidad de las barras del rotor con relación al campo magnético.

β = Es la densidad de flujo magnético del estator.

ℓ = Longitud de la barra del rotor.

La velocidad del motor tiene un límite superior finito. Si el motor girará a la velocidad sincrónica, entonces sus barras permanecerían estacionarias con relación al campo magnético y no habría inducción de voltaje. Si fuera igual a cero; entonces no habría ni corriente, ni campo magnético en el rotor y sin campo magnético en el rotor, el momento de torsión sería cero y el rotor se frenaría como consecuencia de las pérdidas por fricción por lo tanto un motor de inducción puede acelerarse cerca de la velocidad de sincronismo pero nunca la puede alcanzar.

1.4 DESLIZAMIENTO DEL ROTOR

Dos términos se usan comúnmente para definir el movimiento relativo del rotor y de los campos magnéticos uno de estos es la velocidad de deslizamiento que lo definimos como la diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad del rotor.

$$\eta_{\text{desl.}} = \eta_{\text{sinc}} - \eta_{\text{m}} \dots\dots\dots (1.19)$$

$\eta_{\text{desl.}}$ = velocidad de deslizamiento de la máquina

η_{s} = velocidad del campo magnético

η_{m} = velocidad mecánica del eje del rotor

El otro término usado para describir el movimiento relativo es el deslizamiento, que es la velocidad relativa expresada con base en por unidad o en porcentaje. Es decir el deslizamiento se define como.

$$s = \frac{\eta_{\text{desl.}}}{\eta_{\text{sinc}}} \times (100\%) \dots\dots\dots (1.20)$$

$$s = \frac{\eta_{\text{sinc}} - \eta_{\text{m}}}{\eta_{\text{sinc}}} \times (100\%) \dots\dots\dots (1.21)$$

Esta ecuación se puede expresar en términos de velocidad angular (radianes por segundo) como:

$$s = \frac{\omega_{\text{sinc}} - \omega_{\text{m}}}{\omega_{\text{s}}} \times (100\%) \dots\dots\dots (1.22)$$

Si analizamos esta ecuación observamos que si el rotor gira a velocidad sincrónica, $s = 0$ Mientras que si el rotor está fijo, $s = 1$. Y todas las velocidades del motor están en el intervalo siguiente $0 < s < 1$.

Es posible expresar la velocidad mecánica del eje del rotor, en términos de velocidad sincrónica y de deslizamiento. Resolviendo las ecuaciones para la velocidad mecánica resulta

$$\eta_m = (1 - s) \eta_{sinc} \dots\dots\dots (1.23)$$

ó

$$\omega_m = (1 - s) \omega_{sinc} \dots\dots\dots (1.24)$$

Estas ecuaciones son útiles en los momentos de torsión de los motores de inducción y de la relación de potencia.

1.5 FRECUENCIA ELECTRICA EN EL ROTOR

Un motor de inducción trabaja induciendo voltajes y corrientes en el rotor de la máquina y por esta razón algunas veces se ha llamado transformador giratorio Si el rotor de un motor esta bloqueado, de tal modo que no se puede mover entonces este y el estator tendrán la misma frecuencia. En cambio, si el rotor gira a velocidad a velocidad sincrónica, la frecuencia del rotor será cero. Para cualquier velocidad intermedia, la frecuencia del rotor es directamente proporcional a la diferencia entre la velocidad del campo magnético n y la velocidad del rotor n puesto que hemos definido el deslizamiento. Por lo que podemos expresar la frecuencia del rotor como:

$$s = \frac{\eta_{sinc} - \eta_{mec}}{\eta_{sinc}} \dots\dots\dots (1.25)$$

La frecuencia del rotor se puede expresar como:

$$f_r = s f_e \dots\dots\dots (1.26)$$

existen varias formas alternativas de esta expresión, que en ocasiones son útiles. Una de las expresiones más comunes se deduce sustituyendo la ecuación para deslizamiento, en la ecuación y luego sustituyendo el valor de s en el denominador de la expresión:

$$f_r = \frac{\eta_{sinc} - \eta_{mec}}{\eta_{sinc}} f_e \dots\dots\dots (1.27)$$

Pero $\eta_{\text{sinc}} = 120f_e / P$, donde

$$f_r = (\eta_{\text{sinc}} - \eta_{\text{mec}}) \frac{P}{120 f_e} \text{ fe} \dots\dots\dots (1.28)$$

Por tanto,

$$f_r = \frac{P}{120} (\eta_{\text{sinc}} - \eta_{\text{mec}}) \dots\dots\dots (1.29)$$

1.6 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

Un motor de inducción depende para su funcionamiento de que el circuito del estator induzca corrientes y voltajes en el circuito del rotor. Puesto que la inducción de voltajes y corrientes en el circuito del rotor de un motor de inducciones, esencialmente, una operación de transformación; el circuito equivalente de un motor de inducción, terminará por ser muy similar al circuito equivalente de un transformador. A un motor de inducción se le da el nombre de máquina individualmente excitada, puesto que la potencia se entregará únicamente al circuito estator.

Es posible deducir el circuito equivalente de un motor de inducción basándose en el conocimiento de los transformadores y de lo que ya sabemos sobre la variación de la frecuencia del rotor, con la velocidad en los motores de inducción.

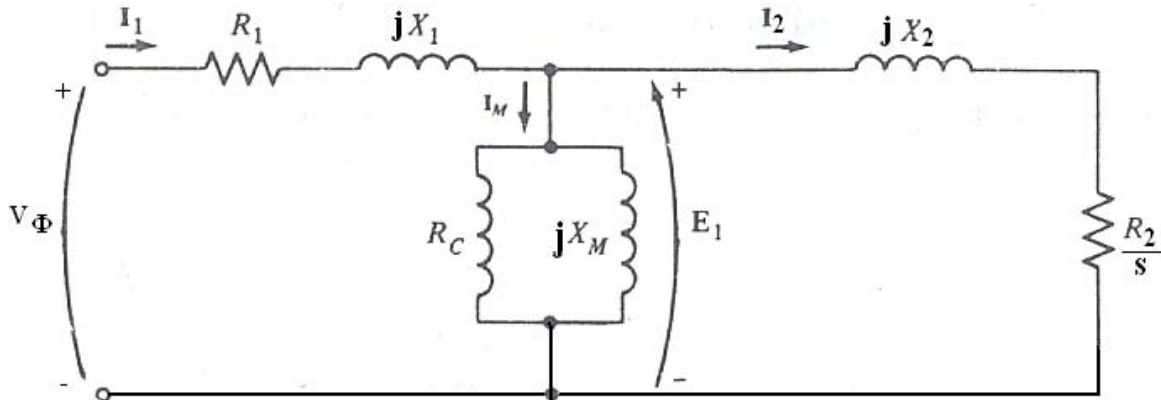


Figura (1.5) Circuito equivalente por fase de un motor de inducción

Si hacemos ahora las siguientes definiciones.

$$R_2 = a_{ef}^2 R_R \dots\dots\dots (1.30)$$

$$X_2 = a_{ef}^2 X_{R0} \dots\dots\dots (1.31)$$

El circuito equivalente por fase del motor de inducción se muestra en la figura (1.5).

la resistencia del rotor R_R , la reactancia del rotor de rotor bloqueado X_{R0} , así como la relación de espiras efectiva, a_{ef} son difíciles o imposibles de determinar directamente en los motores de jaula de ardilla. Sin embargo, afortunadamente, es posible tomar medidas que darán directamente los valores referidos de resistencia y reactancia R_2 y X_2 , aún si R_R y X_{R0} y a_{ef} no se conocen por separado.

1.7 PÉRDIDAS Y DIAGRAMAS DE FLUJO DE POTENCIA

La potencia eléctrica de entrada a un motor de inducción P_{ent} se da en forma de voltajes y corrientes trifásicas. Las primeras pérdidas que se encuentran en la máquina son las pérdidas I^2R en el embobinado del estator (las pérdidas en el cobre del estator P_{SCL}). En seguida se pierde cierta cantidad de potencia por histéresis y corrientes parasitas en el estator

($P_{núcleo}$). La potencia que permanece en este punto se traslada al rotor en la máquina a través del entrehierro entre el estator y el rotor. Esta potencia se llama potencia en el entrehierro P_{AG} de la máquina. Después que la potencia se traslada al rotor, una parte de ella se pierde como pérdidas I^2R (las pérdidas en el cobre del rotor P_{RCL}) y el resto se convierte de eléctrica a mecánica (P_{conv}). Por último las pérdidas por rozamiento y por fricción del viento P_{FW} y las pérdidas diversas P_{misc} se restan. La potencia que queda es la que sale del motor P_{sal} .

Cuanta más alta sea la velocidad de un motor de inducción, más altas serán sus perdidas por fricción, por vendaval y por pérdidas diversas. Por otro lado, cuanta más alta sea la velocidad del motor (hasta la η_{sinc}), más bajas son sus pérdidas en el núcleo Por eso, estas tres categorías de pérdidas se juntan en ocasiones y se les da el nombre de pérdidas rotacionales. Las pérdidas rotacionales totales de un motor se consideran constantes, frecuentemente aun con velocidad variable, puesto que los componentes de las pérdidas cambian con direcciones opuestas, al presentarse un cambio de velocidad

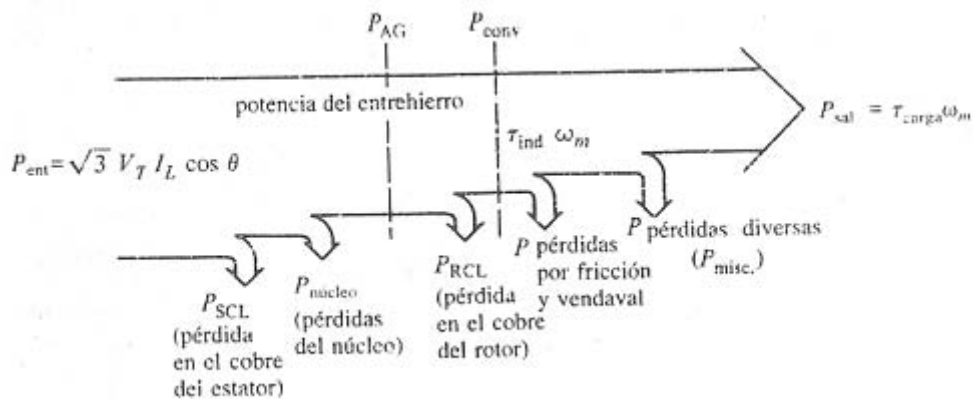


Figura (1.6) Diagrama de flujo de potencia en un motor de inducción

Si analizamos cuidadosamente el circuito equivalente del motor de inducción, podemos deducir las ecuaciones de potencia y momento de torsión que controlan el funcionamiento de motor.

La corriente de entrada a una fase del motor puede hallarse dividiendo el voltaje de entrada por la impedancia equivalente total:

$$I_1 = \frac{V_\Phi}{Z_{eq}} \dots\dots\dots (1.32)$$

$$Z_{eq} = R_1 + jX_1 + \frac{1}{G_C - jB_M + \frac{1}{\frac{R_2}{s} + jX_2}} \dots\dots\dots (1.33)$$

Por tanto, las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en el cobre del rotor pueden calcularse. Las pérdidas en el cobre del estator se obtienen por

$$P_{SCL} = 3 I_1^2 R_1 \dots\dots\dots (1.34)$$

Las pérdidas en el núcleo se obtienen por

$$P_{núcleo} = 3 E_1^2 G_C = \frac{3 E_1^2}{R_C} \dots\dots\dots (1.35)$$

De donde, la potencia en el entrehierro pueden encontrarse por medio de

$$P_{AG} = P_{ent} - P_{SCL} - P_{núcleo} \dots\dots\dots (1.36)$$

Si observamos atentamente el circuito equivalente del rotor. El único elemento en el circuito equivalente donde la potencia en el entrehierro puede disiparse es en la resistencia R_2 / s . Entonces la potencia en el entrehierro se puede hallar por

$$P_{AG} = 3 I_2^2 \frac{R_2}{s} \dots\dots\dots (1.37)$$

Las pérdidas resistivas reales en el circuito del rotor se obtiene aplicando la ecuación

$$P_{RCL} = 3 I_R^2 R_R \dots\dots\dots (1.38)$$

Como la potencia es invariable cuando esta referida a un transformador ideal, las pérdidas en el cobre del rotor también puede expresarse como

$$P_{RCL} = 3 I_2^2 R_2 \dots\dots\dots (1.39)$$

Después que las pérdidas en cobre de estator, las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en el cobre del rotor se restan de la potencia de entrada del motor, la potencia restante se convierte de energía eléctrica en mecánica. Esta potencia generalmente se le llama potencia mecánica desarrollada, se expresa por

$$P_{conv} = P_{AG} - P_{RCL} \dots\dots\dots (1.40)$$

$$= 3 I_2^2 \frac{R_2}{s} - 3 I_2^2 R_2 \dots\dots\dots (1.41)$$

$$= 3 I_2^2 R_2 \left(\frac{1}{s} - 1 \right) \dots\dots\dots (1.42)$$

Si observamos las ecuaciones (1.21) y (1.24), que las pérdidas en el cobre del rotor son iguales a la potencia del entrehierro, multiplicada por el deslizamiento:

$$P_{RCL} = s P_{AG} \dots\dots\dots (1.43)$$

Entonces cuanto más bajo sea el deslizamiento del motor, tanto más bajas las pérdidas del rotor de la máquina. Obsérvese también que si el rotor no esta girando, el deslizamiento $s = 1$ y la potencia del entrehierro se disipa completamente en el rotor. Esto es lógico, puesto que si el rotor no esta girando, la potencia de salida P_{sal} ($P_{sal} = \text{carga}$) debe ser igual a cero. Como $P_{conv} = P_{AG} - P_{RCL}$, esto también da otra relación entre la potencia del entrehierro y la potencia convertida de eléctrica en mecánica:

$$P_{conv} = P_{AG} - P_{RCL} \dots\dots\dots(1.44)$$

$$= P_{AG} - sP_{AG} \dots\dots\dots(1.45)$$

$$P_{conv} = (1 - s) P_{AG} \dots\dots\dots(1.46)$$

Finalmente, si las pérdidas por fricción y por vendaval y las pérdidas se conocen, la potencia de salida se obtiene por medio de

$$P_{sal} = P_{conv} - P_{FG} - P_{misc} \dots\dots\dots(1.47)$$

El momento inducido en una máquina se definió como el generado por la conversión de potencia eléctrica en mecánica internas. Este momento se diferencia del momento realmente disponible en los terminales del motor por una cantidad igual al momento de fricción y vendaval en la máquina. El momento inducido se obtiene por medio de la ecuación

$$\tau_{ind} = \frac{P_{conv}}{\omega_m} \dots\dots\dots(1.48)$$

Este momento de torsión ha sido llamado también momento de torsión desarrollado de la máquina.

El momento de torsión inducido en un motor de inducción también se puede expresar en forma diferente. La ecuación (1.24) expresa la velocidad real en términos de velocidad sincrónica y deslizamiento. Si se sustituyen los términos de estas dos ecuaciones en la ecuación (1.46) expresa P_{conv} en términos de P_{AG} y deslizamiento. Si se sustituyen los términos de estas dos ecuaciones en la ecuación (1.48), se obtiene

$$\tau_{ind} = \frac{(1 - s) P_{AG}}{(1 - s) \omega_{sinc}} \dots\dots\dots(1.49)$$

$$\tau_{ind} = \frac{P_{AG}}{\omega_{sinc}} \dots\dots\dots(1.50)$$

La última ecuación es especialmente útil, porque expresa el momento inducido directamente en los términos de potencia del entrehierro y velocidad sincrónica, la cual no varía. Un conocimiento de P_{AG} en esta forma, permite encontrar T_{ind} .

Potencia de entrada $P_i = 3V_s I_s \cos\theta \dots\dots\dots(1.51)$

$$= P_{nucleo} + P_{SCL} + P_{AG}$$

Donde θ_m es el angulo entre I_s y V_s . La potencia de salida es

$$P_o = P_d - P_{sin\ carga} \dots\dots\dots(1.52)$$

La eficiencia es:

$$\eta = \frac{P_{conv} - P_{FG} - P_{misc}}{P_{nucleo} + P_{SCL} + P_{AG}} \dots\dots\dots(1.53)$$

Si $P_{AG} \gg (P_{nucleo} + P_{SCL})$ y $P_{nucleo} \gg P_{sin\ carga}$, la eficiencia aproximada es

$$\eta = \frac{P_{conv}}{P_{AG}} = \frac{P_{AG} (1 - s)}{P_{AG}} = (1 - s) \dots\dots\dots(1.54)$$

1.8 CONTROL DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS MOTORES POR MEDIO DEL DISEÑO DEL ROTOR DE JAULA DE ARDILLA

La reactancia X_2 en el circuito equivalente de un motor de inducción representa la forma aludida de reactancia de dispersión del rotor. En general, cuanto más retirada del estator este una de las barras del rotor o parte de una de ellas, mayor será la reactancia de dispersión, puesto que un porcentaje más pequeño del flujo de la barra alcanzará al estator. Por tanto, si las barras de un rotor de jaula de ardilla se colocan cerca de la superficie del rotor, tendrán solamente un pequeño flujo de dispersión y la reactancia X_2 será en el circuito equivalente. En cambio si las barras del rotor se colocan más alejadas de la superficie del rotor, habrá más dispersión y la reactancia X_2 del rotor será más grande.

Tipos de rotores de motores de inducción

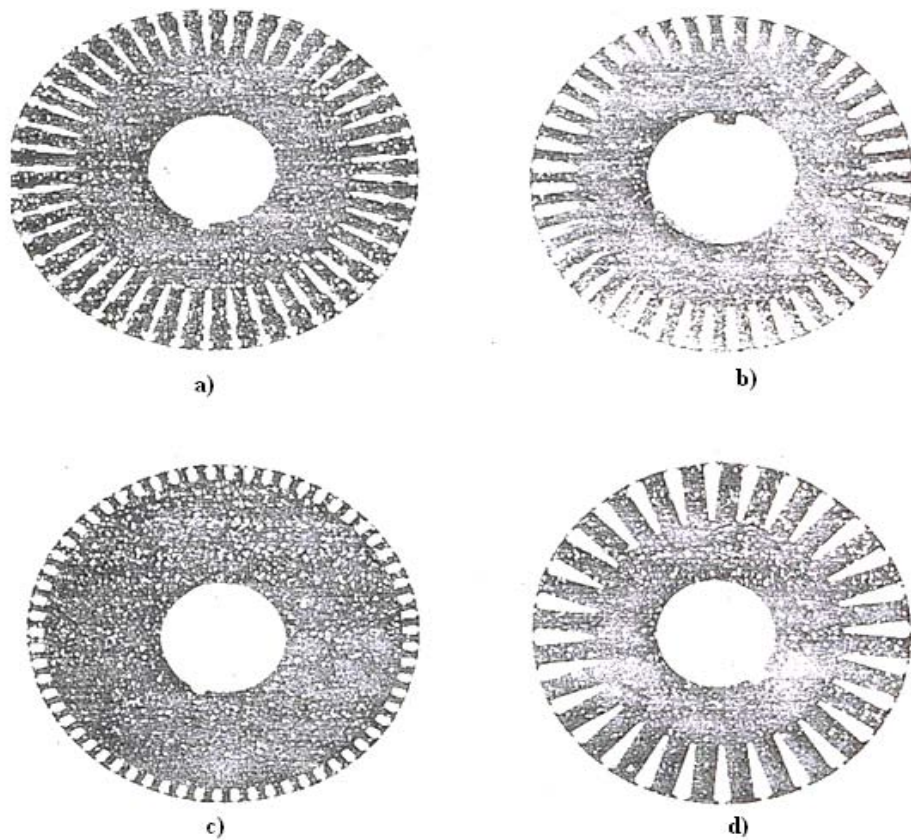


Figura (1.7)

Laminaciones de rotores típicos de jaula de ardilla de un motor de inducción, en esta figura se muestra un corte de sección transversal de la barras del rotor: a) Diseño de NEMA clase A: esta tiene barras grandes cercanas a la superficie b) Diseño NEMA clase B: barras de rotor grande, profundas c) Diseño NEMA clase C: Diseño de rotor de doble jaula d) Diseño NEMA clase D: barras pequeñas cercanas a la superficie

1.9 CLASES DE DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Es posible producir una gran variedad de curvas de momento de torsión-velocidad, variando las características del rotor de los motores de inducción. Para ayudar a la industria a escoger los motores más apropiados para una gran variedad de aplicaciones en toda la gama de caballos de fuerza, NEMA en Estados Unidos y la internacional Electrotechnical comisión (IEC) en Europa, tienen definidos una serie de diseños normalizados con diferentes curvas de momento de torsión-velocidad. Estos diseños normalizados se conocen como clases de diseño y a un solo motor se le puede denominar como motor de diseño de la clase x. A estas clases de diseño de NEMA y de IEC. En la figura (I.7) puede verse una serie de curvas de momento de torsión-velocidad típicas para las cuatro clases de diseños normalizados de NEMA.

1.9.1 DISEÑO CLASE A. los motores de diseño clase A son los motores de diseños normales, con un momento de arranque normal, una corriente de arranque normal y bajo deslizamiento. El deslizamiento a plena carga de los motores de diseño clase A debe ser menor de 5% y menor también que los motores de diseño clase B de condiciones equivalentes. El momento de torsión máximo esta entre 200 y 300% del momento de torsión a plena carga y sucede a bajo deslizamiento (menos del 20 %). El momento de torsión de arranque de este diseño es por lo menos el momento de torsión nominal, para los motores más grandes, y de 200% o más del momento de torsión nominal, para los motores más pequeños. El problema principal con esta clase de diseño es su extremadamente alto valor de corriente durante el arranque. Los flujos de corriente en el arranque están, generalmente, entre 500% y 800% de la corriente nominal. Con estos motores, en tamaños por encima de unos 7.5 hp, se debe utilizar una forma de arranque de voltaje reducido para controlar los problemas de la caída de voltaje en el sistema de potencia al cual están conectados, durante el arranque. Las aplicaciones típicas para estos motores son los ventiladores, abanicos, bombas, tornos y otras máquinas herramientas.

1.9.2 DISEÑO CLASE B. Los motores diseño clase B tienen un momento de torsión de arranque normal, una corriente de arranque más baja y un deslizamiento bajo. Este motor produce, aproximadamente, el mismo momento de arranque de los motores clase A, con cerca de un 25% menos corriente. El momento de torsión máximo es mayor o igual al 200% al momento de carga nominal, pero menor que el diseño clase A, en razón del aumento de la reactancia del rotor. El deslizamiento del rotor es aun relativamente bajo (menos del 5%) a plena carga. Las aplicaciones son similares a aquellas del diseño clase A, pero se prefiere el diseño clase B por razón de sus menores exigencias de corriente de arranque. Los motores de diseño clase B han reemplazado considerablemente los motores de diseño clase A en las instalaciones modernas.

1.9.3 DISEÑO CLASE C. los motores de diseño clase C tienen un momento de torsión de arranque alto, con corriente de arranque baja y bajo deslizamiento (menos del 5%) a plena carga. El momento de torsión máximo es ligeramente más bajo que el de los motores clase A, mientras que el momento de torsión de arranque llega hasta un 250% del momento de plena carga. Estos motores se fabrican con rotores de doble jaula por lo que son más costosos que los motores de las clases anteriores. Se usan para cargas que requieren un alto momento de arranque, tales como bombas cargadas, compresores y bandas transportadoras.

1.9.4 DISEÑO CLASE D. los motores de diseño clase D tienen un momento de torsión de arranque muy alto (275% o más del momento de torsión nominal) y una corriente de arranque baja, pero tienen también un deslizamiento alto a plena carga. Son esencialmente, motores de inducción comunes, de clase A pero con las barras de rotor más pequeñas y hechos de material de más alta resistencia. La alta resistencia de rotor hace que el momento de torsión máximo se presente a muy baja velocidad. Incluso es posible que el momento de torsión más alto ocurra a velocidad cero (100% de deslizamiento). El deslizamiento a plena carga para estos motores es bastante alto en razón de la alta resistencia del rotor, la que por lo general tiene un 7 a un 11 % pero puede llegar hasta el 17% o más. Estos motores se usan en aplicaciones que requieren la aceleración de cargas de tipo de inercia extremadamente altas, especialmente grandes volantes usados en prensas, punzonadoras o grúas de tijera. En tales aplicaciones, estos motores aceleran un gran volante hasta su máxima velocidad, para luego impulsar la perforadora. Después de una operación de perforación, el motor reacelera el volante por un periodo de tiempo razonablemente largo para la siguiente operación.

Además de estas cuatro clases de diseños. NEMA acostumbraba a reconocer las clases de diseño E y F, llamadas arranque suave de los motores de inducción. Estos diseños se distinguieron por tener muy bajas corrientes de arranque y se usaron para cargas de momento de arranque bajo, en situaciones donde la corrientes de arranque crean un problema. Estos diseños son obsoletos hoy en día.

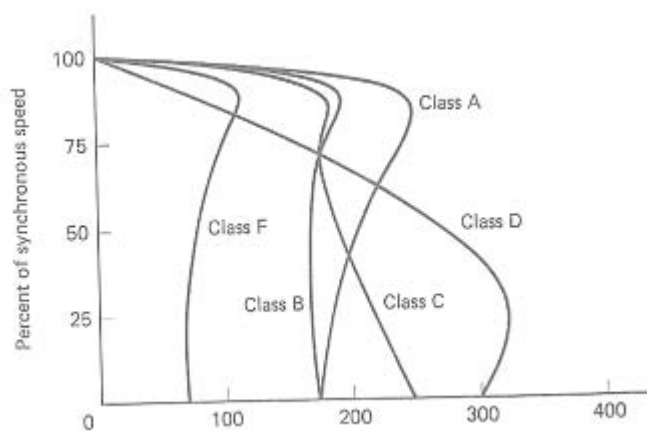


Figura (1.8)

eficiencia nominal %	eficiencia mínima garantizada %	eficiencia nominal %	eficiencia mínima garantizada %
95.00	94.1	80.0	77.0
94.5	93.6	78.5	75.5
94.1	93.0	77.0	74.0
93.6	92.4	75.5	72.0
93.0	91.7	74.0	70.0
92.4	91.0	72.0	68.0
91.7	90.2	70.0	66.0
91.0	89.5	68.0	64.0
90.2	88.5	66.0	62.0
89.5	87.5	64.0	59.5
88.5	86.5	62.0	57.5
87.5	85.5	59.5	55.0
86.5	84.0	57.5	52.5
85.5	82.5	55.0	50.5
84.0	81.5	52.5	48.0
82.5	80.0	50.5	46.0
81.5	78.5		

Figura (1.9)

Tabla de las normas NEMA sobre eficiencia nominal. La eficiencia nominal representa la eficiencia media de un gran número de motores de una muestra y la eficiencia mínima garantizada representa la menor eficiencia permisible para cualquier determinado motor de una clase dada.

1.10 ARRANQUE DE LOS MOTORES DE INDUCCION

Los motores de inducción no tienen la clase de problemas que tienen los motores sincrónicos. En muchos casos, los motores de inducción pueden arrancar conectándolos simplemente a la línea de potencia.

Para motores de inducción de rotor devanado, el arranque se puede lograr relativamente con bajas corrientes, insertando una resistencia adicional en el circuito del rotor, durante el arranque. Esta resistencia adicional no solamente aumenta el momento de torsión de arranque, sino también disminuye la corriente de arranque.

Para los motores de inducción de jaula de ardilla, la corriente de arranque puede variar ampliamente, dependiendo, primero, de la potencia nominal del motor y de la resistencia efectiva del rotor en condiciones de arranque. Para calcular la corriente de arranque del rotor en condiciones de arranque, todos los motores de jaula de ardilla actualmente tienen una letra código para el arranque (no confundirla con la letra que señala la clase de diseño) en su placa de identificación. La letra código limita la cantidad de corriente que el motor puede tomar de la línea en el momento del arranque.

Estos límites se expresan en términos de potencia aparente de arranque del motor en función de sus caballos de fuerza nominales.

Para determinar la corriente de arranque de un motor de inducción, léase el voltaje nominal, los caballos de fuerza y la letra del código en su placa de identificación. Entonces la potencia reactiva de arranque del motor será:

$$S_{ARRANQUE} = (\text{caballos de fuerza}) (\text{factor de letra código}) \dots \dots \dots (1.55)$$

y la corriente de arranque puede hallarse mediante la ecuación

$$I_L = \frac{S_{ARRANQUE}}{\sqrt{3} V_T} \dots \dots \dots (1.56)$$

Letra código nominal	rotor bloqueado KVA / hp	Letra código nominal	rotor bloqueado KVA / hp
A	0 - 3.15	L	9.00 - 10.00
B	3.15 - 3.55	M	10.00 - 11.20
C	3.55 - 4.00	N	11.20 - 12.50
D	4.00 - 4.50	P	12.50 - 14.00
E	4.50 - 5.00	R	14.00 - 16.00
F	5.00 - 5.60	S	16.00 - 18.00
G	5.60 - 6.30	T	18.00 - 20.00
H	6.30 - 7.10	U	20.00 - 22.40
J	7.10 - 8.00	V	22.40 en adelante
K	8.00 - 9.00		

Figura (1.10)

Tabla NEMA de letras de código, que indica los KVA por caballos de fuerza nominales de un motor. Cada letra código llega, sin incluirla, hasta el límite inferior de la siguiente clase superior.

1.11 VARIADORES PARA MOTORES ASINCRONOS

Los variadores de velocidad con motor de corriente continua, cuyas prestaciones son excelentes y cuentan con una gran experiencia, todavía se utilizan sin embargo el colector impide que la máquina de corriente continua pueda ser utilizada en ciertos campos de aplicación.

- ◆ Velocidades muy elevadas
- ◆ Tensiones de alimentación elevadas (más de 1500V)
- ◆ Potencias muy elevadas (más de 10MW)

La presencia de colector requiere un mantenimiento continuado e impide emplearlo en atmósferas explosivas.

Para estos casos se recurre a los motores de c.a. sin colector, síncronos o asíncronos. Pero a igualdad de prestaciones, los equipos de velocidad variable que utilizan estos motores necesitan una electrónica de potencia sensiblemente más cara y el coste total del equipo es más elevado. Por esta razón, solo se le escoge si son necesarias todas estas prestaciones de los variadores con motores de corriente continua o si estos últimos no pueden responder a las condiciones impuestas.

1.12 ¿COMO VARIAR LA VELOCIDAD DE ROTACION?

1.12.1 CONTROL POR VOLTAJE DEL ESTATOR

La ecuación indica que el par es proporcional al cuadrado del voltaje de alimentación al estator, y que una reducción de ese voltaje puede producir una reducción de la velocidad. Si el estator, y que una reducción de ese voltaje puede producir una reducción de la velocidad. Si el voltaje entre terminales se reduce a bV , la ecuación (1.57) determina el par desarrollado

$$T_d = \frac{3 R_r' V_s^2}{s \omega_s [(R_s + R_r'/s)^2 + (X_s + X_r')^2]} \dots\dots\dots(1.57)$$

Ecuación fundamental de los motores de inducción y sobre la ecuación que voy a trabajar para describir el comportamiento físico de como se puede variar y controlar la velocidad de dichos motores.

$$T_d = \frac{3 R_r' (bV_s)^2}{s \omega_s [(R_s + R_r'/s)^2 + (X_s + X_r')^2]} \dots\dots\dots(1.58)$$

Donde $b \leq 1$.

La siguiente figura muestra las características par-velocidad típicas de diversos valores de b . los puntos de intersección con la línea de carga definen los puntos de operación estable. En cualquier circuito magnético, el voltaje inducido es proporcional al flujo y a la frecuencia, y el flujo rms en entrehierro se puede expresar como

$$V_a = bV_s = k_m \omega \Phi \dots\dots\dots (1.59)$$

O sea que

$$\Phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{bV_s}{K_m \omega} \dots\dots\dots(1.60)$$

Donde K_m es una constante y depende de la cantidad de vueltas en el devanado del estator. A medida que se reduce el voltaje del estator, también se reduce el flujo en el entrehierro y el par. A un voltaje menor, la corriente puede ser máxima con un deslizamiento $s_a = 1/3$. El intervalo de control de velocidad depende del deslizamiento s_m para tener par máximo. Para un motor de bajo deslizamiento, el intervalo de velocidades es muy estrecho. Este tipo de control de voltaje no es adecuado para una carga de par constante, y en el caso normal se aplica donde se requiere bajo par de arranque e intervalo estrecho de velocidades a un deslizamiento relativamente bajo.

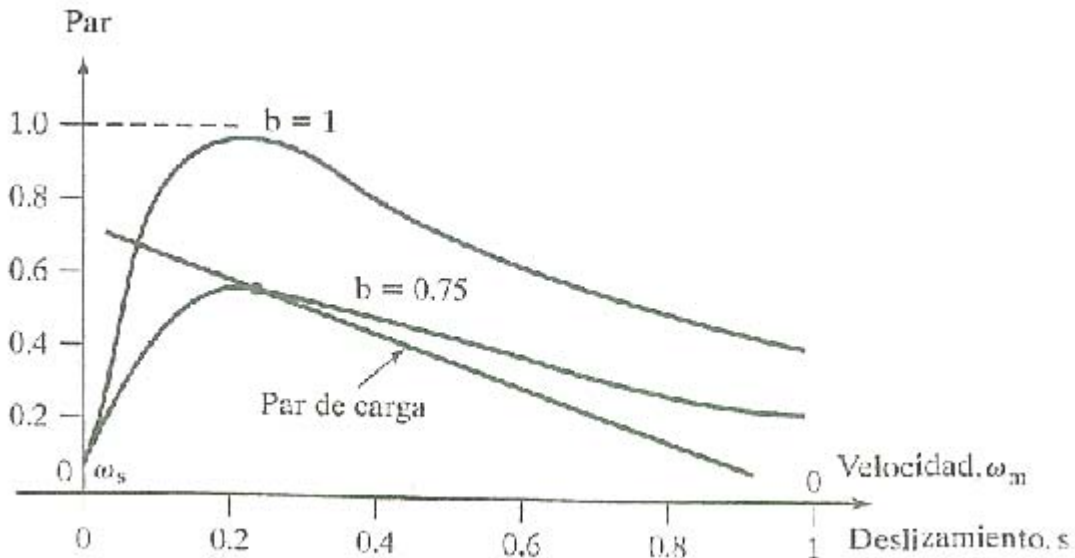


Figura (1.11) Curva característica par-velocidad con voltaje de estator variable

El voltaje del estator se puede variar mediante

- 1) controladores trifásicos de voltaje de ca
- 2) inversores trifásicos de enlace variable de cd, alimentados por voltaje
- 3) inversores trifásicos por modulación por ancho de pulsos (**PWM**).

Debido a los requisitos de intervalo limitado de velocidad, los controladores de voltaje de ca se usan en el caso normal para suministrar el control de voltaje. Estos controladores son muy sencillos. Sin embargo su contenido de armónicas es alto, y su FP es bajo. Se usan en aplicaciones de baja potencia, como ventiladores, sopladores y bombas centrifugas, donde el par de arranque es bajo. También se usan para arrancar motores de gran potencia, para limitar la corriente de arranque.

1.12.2 CONTROL POR VOLTAJE DEL ROTOR

En un motor de rotor devanado, se puede conectar un resistor externo con sus anillos de deslizamiento, como se muestra en la figura. El par desarrollado se puede modificar al variar la resistencia R_s . Si R_s se refiere al devanado del estator y se suma a R_r , se puede aplicar la ecuación (1.57) para determinar el par desarrollado. En la figura se muestran curvas características típicas de par-velocidad, para variaciones de resistencia de rotor, con este método aumenta el par de arranque, mientras que se limita la corriente de arranque. Sin embargo, es un método ineficiente, y habría desbalances en voltajes y corrientes si las resistencias en el circuito del rotor no son iguales. Un motor de inducción de rotor devanado se diseña para tener poca resistencia en el rotor, por lo que la eficiencia de funcionamiento es alta y el deslizamiento a plena carga es bajo. El aumento en la resistencia del rotor no afecta el valor del par máximo, pero si aumenta el deslizamiento a par máximo. Los motores de rotor devanado se usan mucho en aplicaciones donde se requieren, donde se requiere arranques y frenados frecuentes, con grandes pares del motor, por ejemplo en grúas. Debido a la disponibilidad de devanados del rotor para cambiar la resistencia de este, el rotor devanado tiene más flexibilidad para su control. Sin embargo, aumenta el costo, y necesita mantenimiento debido a los anillos de deslizamiento y las escobillas. El motor devanado se usa menos en comparación con el motor de jaula de ardilla.

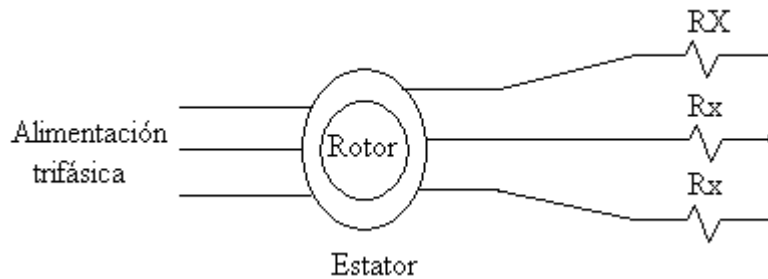


Figura (1.12) control de velocidad por resistencia del rotor

1.12.3 CONTROL POR FRECUENCIA

Se pueden controlar el par y la velocidad de los motores de inducción cambiando la frecuencia de alimentación. En la Ec. (1.60) Se puede observar que, al voltaje nominal y la frecuencia nominal, el flujo tiene el valor nominal. Si se mantiene fijo el voltaje en su valor nominal, y se reduce la frecuencia respecto a su valor nominal, aumenta el flujo. Eso causaría la saturación del flujo en el entrehierro, y los parámetros del motor ya no serían válidos para determinar las características par-velocidad del motor. A baja frecuencia, las reactancias disminuyen y puede ser que la corriente en el motor sea demasiado alta. En el caso normal, esta clase de control por frecuencia no se usa. Si la frecuencia aumenta respecto a su valor nominal, el flujo y el par disminuirán. Si a la velocidad síncrona que corresponde se le llama velocidad base, ω_b , la velocidad síncrona en cualquier otra frecuencia es

$$\omega_{s\acute{m}} = \beta \omega_b \dots\dots\dots (1.61)$$

$$s = \frac{\beta \omega_b - \omega_m}{\beta \omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta \omega_b} \dots\dots\dots (1.62)$$

La ecuación del par, en la ecuación (1.57) se transforma en

$$T_d = \frac{3 V_a^2 R'_r}{s \beta \omega_b \left[\left(R_s + \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \left(\beta X_s + \beta X'_r \right)^2 \right]} \dots\dots\dots (1.63)$$

Unas curvas características de par-velocidad se ven en la figura (1.13) para varios valores de β .

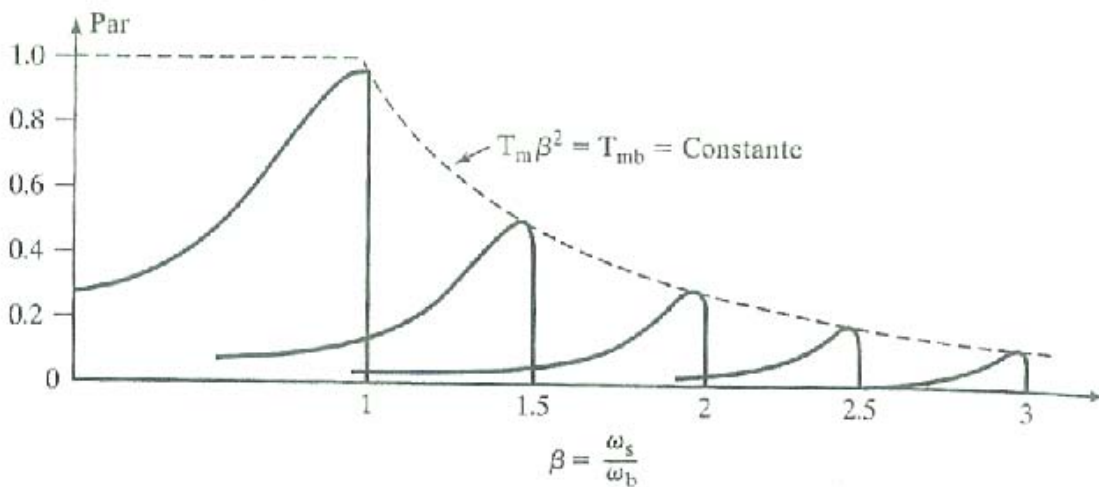


Figura (1.13)

$$T_{mb} = \frac{3 V_a^2}{2 \omega_b (X_s + X'_r)} \dots\dots\dots (1.64)$$

El par máximo en cualquier otra frecuencia es

$$T_m = \frac{3}{2 \omega_b (X_s + X'_r)} \left(\frac{V_a}{\beta} \right)^2 \dots\dots\dots (1.65)$$

Y según la ecuación , el deslizamiento correspondiente es

$$s_m = \frac{R'_r}{\beta(X_s + X'_r)} \dots\dots\dots (1.66)$$

La ecuación (1.65) se normaliza con la ecuación (1.64) para obtener

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \dots\dots\dots (1.67)$$

$$\beta^2 T_m = T_{mb} \dots\dots\dots (1.68)$$

Así, de acuerdo con la ecuaciones (1.67) y (1.68) se podría llegar a la conclusión que el par máximo es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia, y que $T_m \beta^2$ permanece constante, en forma parecida al comportamiento de los motores serie de cd. En este tipo de control, se dice que el motor opera en modo de debilitamiento de campo, o de inductores en paralelo. Para $\beta > 1$, el motor se opera a un voltaje constante entre terminales, y se reduce el flujo, limitando con ello la capacidad del par del motor. Para $1 < \beta < 1.5$, se puede considerar que la relación entre T_m y β es aproximadamente lineal. Para $\beta < 1$, el motor se opera en forma normal a flujo constante, reduciendo el voltaje V_a entre terminales, junto con la frecuencia, de tal modo que el flujo permanezca constante.

1.12.4 CONTROL POR FRECUENCIA Y POR VOLTAJE

Si se mantiene la relación de voltaje entre frecuencia, el flujo permanece constante en la ecuación (1.60). La ecuación (1.65) indica que el par máximo, que es independiente de la frecuencia, se puede mantener aproximadamente constante. Sin embargo, a una frecuencia alta, se reduce el flujo en el entrehierro, por la reducción de la impedancia del estator, y hay que aumentar el voltaje para mantener el valor del par. A este tipo de control por volts/hertz.

Si $\omega_s = \beta \omega_b$, y la relación de voltaje a frecuencia es constante de modo que

$$d = \frac{V_a}{\omega_s} \dots\dots\dots (1.69)$$

La relación **d**, que se determina a partir del voltaje **V_s** entre terminales, y la velocidad base **ω_b**, es

$$d = \frac{V_s}{\omega_b} \dots\dots\dots (1.70)$$

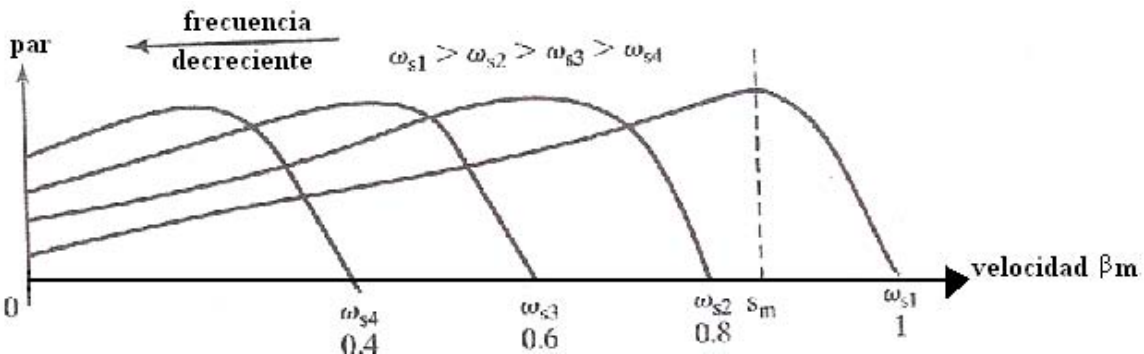


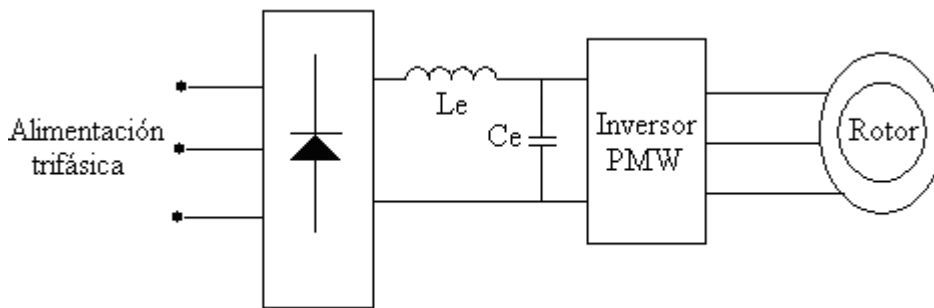
Figura (1.14) Características par-velocidad con control por relación volts/hertz.

Sustituyendo a **V_a** de la ecuación (1.70) en la ecuación (1.58), se obtiene el par **T_a** ,y el deslizamiento **S_m** cuando el par es máximo:

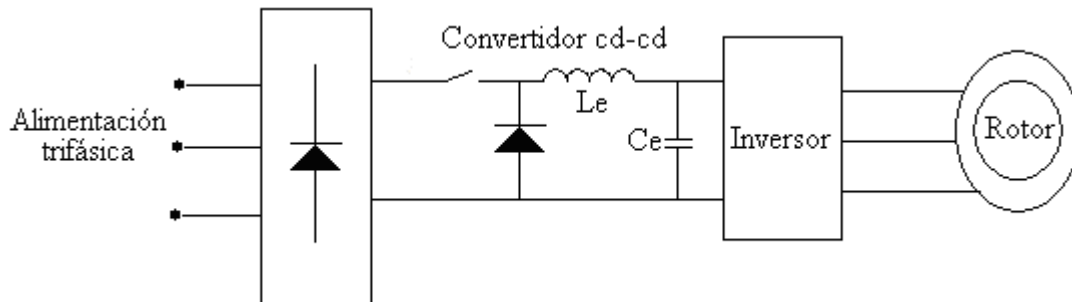
$$s_m = \frac{R'_r}{(R_s^2 + \beta^2 (X_s + X'_r)^2)^{1/2}} \dots\dots\dots (1.71)$$

A medida que la frecuencia se reduce, β disminuye y aumenta el deslizamiento cuando el par es máximo. Para determinar la demanda de par, se puede controlar la velocidad, de acuerdo con la ecuación (1.70) cambiando la frecuencia. En consecuencia, al variar tanto el voltaje como la frecuencia, se puede controlar el par y la velocidad. Se puede obtener el voltaje a frecuencia variable con inversores o cicloconvertidores trifásicos. Los cicloconvertidores se usan en aplicaciones con potencias muy grandes.

En la figura (1.15) se muestran tres arreglos posibles de circuito para obtener voltajes y frecuencia variable. En la figura (15.1a), el voltaje permanece constante y se aplican técnicas de PWM para variar tanto el voltaje como la frecuencia dentro del inversor. A causa del diodo rectificador, no es posible la regeneración, y el inversor generaría armónicas hacia la fuente de ca. En la figura (1.15b), el convertidor cd-cd varía el voltaje de cd al inversor, y el inversor controla la frecuencia. Debido al convertidor de cd, se reduce la inyección de armónicas hacia la fuente de ca. En la figura (1.15c) se varía el voltaje mediante el convertidor dual, y la frecuencia se controla dentro del inversor. Este arreglo permite la regeneración; sin embargo, el FP de entrada al convertidor es bajo, en especial cuando el ángulo de retardo es alto.



a) Propulsor por cd fija e inversor PWM



b) cd variable e inversor

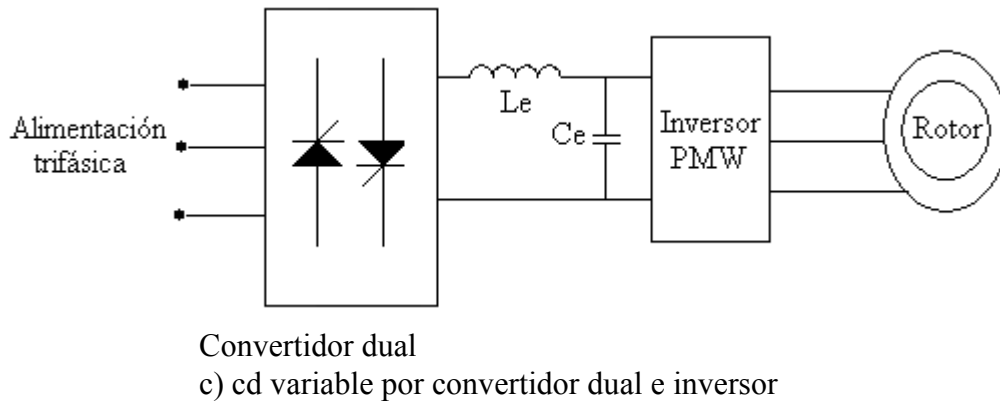


Figura (1.15) Propulsores de motor de inducción por fuente de voltaje

1.12.5 CONTROL POR CORRIENTE

El par de los motores de inducción se puede controlar variando la corriente en el rotor. La corriente de entrada, que es fácilmente accesible, se varía, en lugar de la corriente en el rotor. Para una corriente de entrada fija, la corriente en el rotor depende de los valores relativos de las impedancias magnetizantes y del circuito del rotor. De acuerdo con la figura (1.16) la corriente en el rotor se determina como sigue:

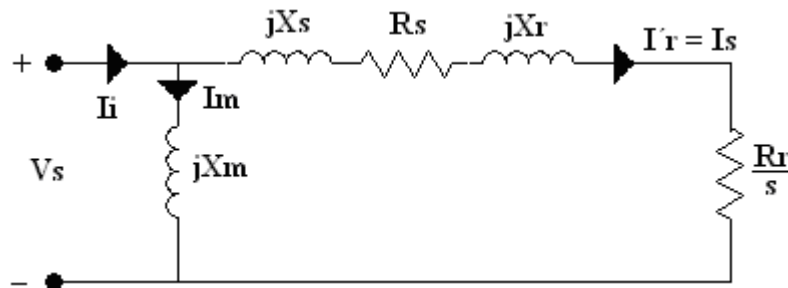


Figura (1.16) Circuito equivalente aproximado por fase del motor de inducción

$$I_r = \frac{jX_m I_i}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} = I_r \angle \theta \dots\dots\dots (1.72)$$

De las ecuaciones (1.37) y (1.50), el par desarrollado es

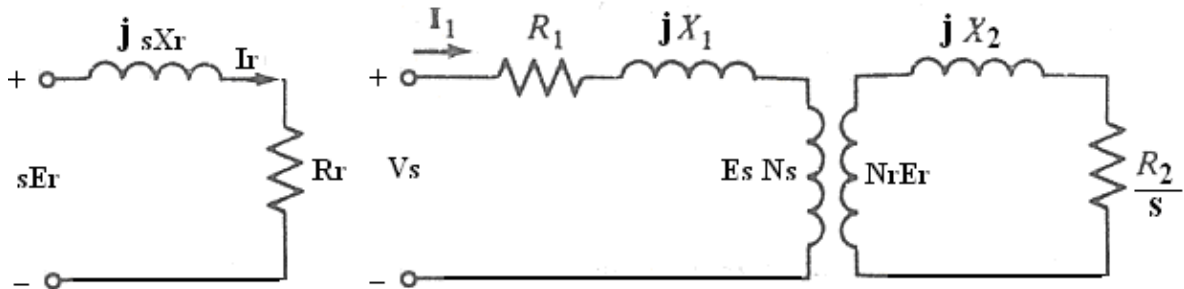
$$T_d = \frac{3 R_r' (X_m I_l)^2}{s \omega_s \left[\left(R_s + \frac{R_r'}{s} \right)^2 + (X_m + X_s + X_r')^2 \right]} \dots\dots\dots(1.73)$$

Y el par de arranque con $s = 1$ es

$$T_s = \frac{3 R_r' (X_m I_l)^2}{\omega_s \left[(R_s + R_r')^2 + (X_m + X_s + X_r')^2 \right]} \dots\dots\dots(1.74)$$

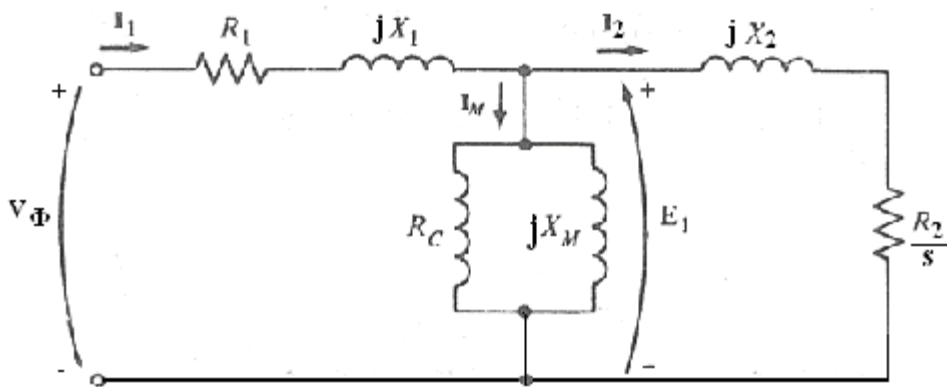
El deslizamiento para par máximo es

$$s_m = \pm \frac{R_r'}{\left(R_s^2 + j(X_m + X_s + X_r')^2 \right)^{1/2}} \dots\dots\dots(1.75)$$



a) Circuito del rotor

b) circuito del estator y del rotor



c) circuito equivalente del motor de inducción

Figura (1.17) Modelo para motores de inducción

En un caso real, como el de la figura (1.17b) y (1.17c) la corriente en el estator, que pasa por R_s y X_s es constante, y vale I_i . En general, X_m es mucho mayor que X_s y R_s que pueden despreciarse para la mayor parte de las aplicaciones. Si se desprecian los valores de R_s y X_s , la ecuación (1.75) se transforma en

$$s_m = \pm \frac{R'_r}{X_m + X'_r} \dots \dots \dots (1.76)$$

Y si $x = sm$; la ecuación (1.73) define al par máximo

$$T_m = \frac{3 X_m^2}{2 \omega_s (X_m + X'_r)} I_i^2 = \frac{3 L_m^2}{2 (L_m + L'_r)} I_i^2 \dots \dots \dots (1.77)$$

Se puede observar en la ecuación (1.77) que el par máximo depende del cuadrado de la corriente, y es aproximadamente independiente de la frecuencia. Las curvas características par-velocidad se ven en la figura (1.16) para valores crecientes de la corriente en el estator. Como X es grande en comparación con X y X , el par de arranque es bajo. A medida que aumenta la velocidad (o disminuye el deslizamiento), el voltaje en el estator aumenta y el par aumenta. La corriente de arranque es baja, por lo que los valores bajos del flujo, así como la corriente en el rotor, en comparación con sus valores especificados. El par aumenta con la velocidad debido al aumento en el flujo. Un aumento más de la velocidad hacia la pendiente positiva de las curvas características hace aumentar el voltaje entre las

terminales más allá de su valor especificado. El flujo y la corriente magnetizante aumentan también, y con ello se satura el flujo. El par se puede controlar mediante la corriente del estator y el deslizamiento. Para mantener constante el flujo por el entrehierro y para evitar la saturación por el alto voltaje, el motor se suele operar en la pendiente negativa de las curvas características de par equivalente-velocidad, mediante de control de voltaje. La pendiente negativa esta en la región inestable y el motor debe operarse con control por lazo cerrado. Con un deslizamiento bajo, el voltaje entre terminales podría ser excesivo y el flujo se saturaría. Debido a la saturación, el máximo del par es menor que el que se muestra en la figura

La corriente constante se puede suministrar con inversores trifásicos con fuente de corriente. El inversor alimentado con corriente tiene las ventajas del control de corriente de falla, y que la corriente es menos sensible a las variaciones de parámetros de motor. Sin embargo generan armónicas y pulsación de par. En la siguiente figura se muestran dos configuraciones posibles de propulsores con inversor alimentado con corriente.

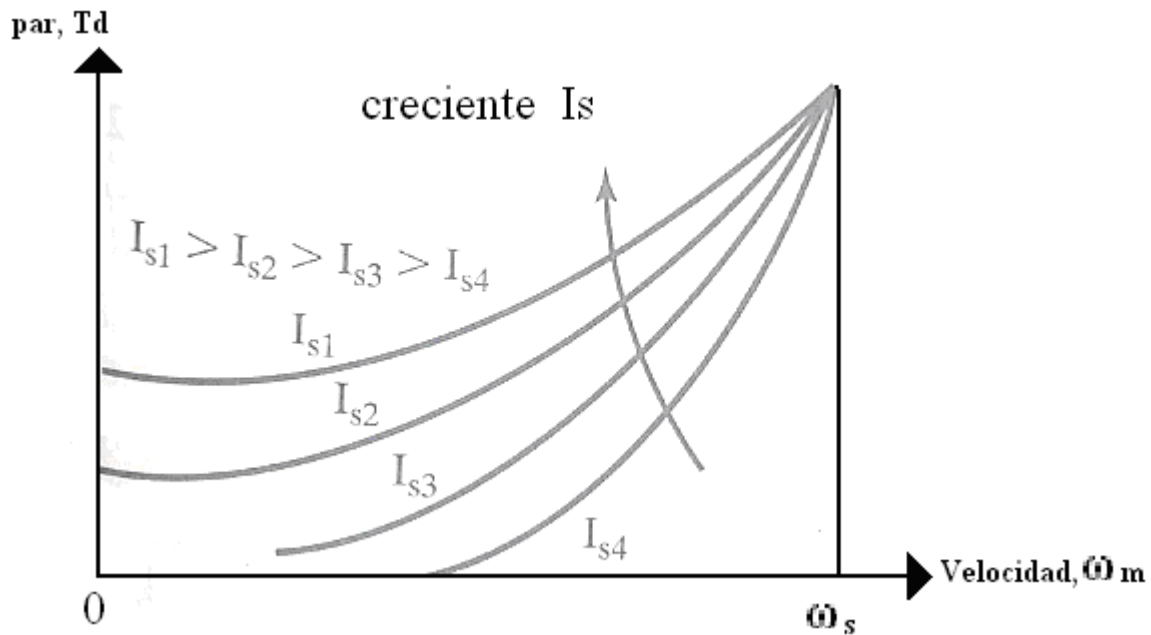


Figura (1.18) Características par-velocidad en el control por corriente

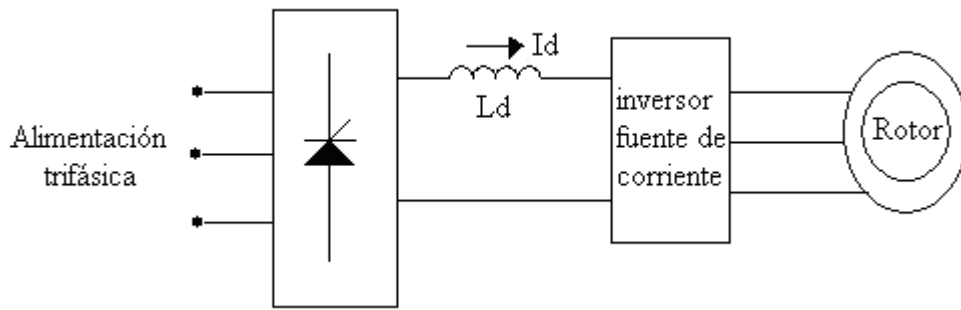
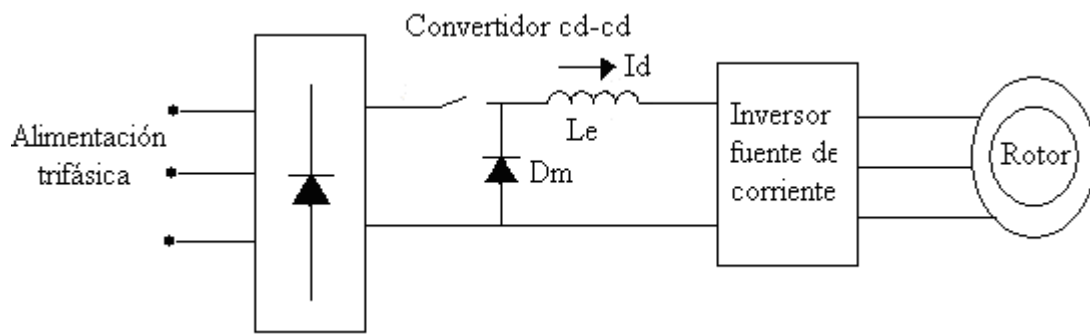


Figura (1.19) fuente de corriente alimentada por rectificador controlado



b) fuente de corriente alimentada por pulsador

figura (1.20) Alimentación trifásica

1.12.6 CONTROL POR VOLTAJE, CORRIENTE Y FRECUENCIA

Las características de par-velocidad de los motores de inducción dependen del tipo de control podría ser necesario variar el voltaje la corriente y la frecuencia para satisfacer los requisitos de par-velocidad, como se ve en la figura (1.21) donde hay tres regiones. En la primera se puede variar la velocidad mediante por control por voltaje o corriente a par constante. En la segunda región, el motor se opera a corriente constante, y se varía el deslizamiento. En la tercera región, la velocidad se controla por frecuencia, m a una corriente reducida en el estator.

Las variaciones de par y potencia para determinar la corriente en el estator y frecuencia inferiores a la nominal se indican con puntos en la figura (1.22) para $\beta < 1$, el motor funciona con flujo constante. Para $\beta > 1$, el motor opera con control de frecuencia, pero a voltaje constante. En consecuencia, el flujo disminuye en relación inversa a la frecuencia por unidad, y el motor funciona en el modo debilitamiento de campo.

En la motorización, una disminución en la velocidad comandada disminuye la frecuencia en la alimentación. Esto desplaza la operacional frenado regenerativo. El propulsor desacelera bajo la influencia del par de frenado y el par de carga. Cuando la velocidad es menor que el valor especificado ω_b , el voltaje y la frecuencia se reducen con la velocidad, para mantener la relación de V/f deseada, o flujo constante, y para mantener la operación en la parte de las Curvas velocidad-par con pendiente negativa. Cuando la velocidad es mayor que ω_b , solo se reduce la frecuencia con la velocidad, para mantener la operación en la parte de las curvas velocidad-par con pendiente negativa. Cuando se acerca la velocidad deseada, la operación pasa a la motorización, y el propulsor se estabiliza en la velocidad deseada.

En la motorización, un aumento en el comando de velocidad aumenta la frecuencia de alimentación. El par motor supera al par de carga y el motor acelera. La operación se mantiene en la parte de las curvas velocidad-par con pendiente negativa, limitando la velocidad de deslizamiento. Por último, el propulsor se estabiliza en la velocidad deseada.

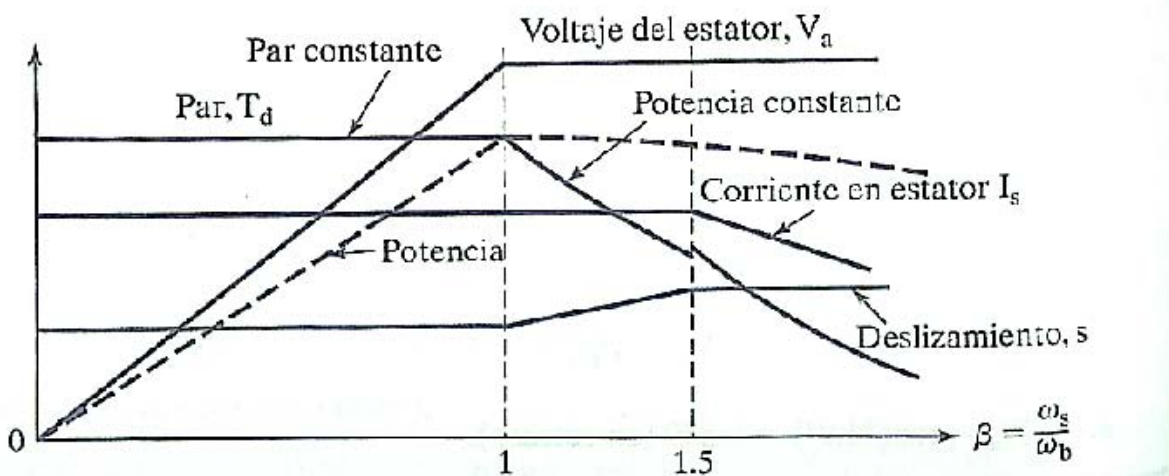


Figura (1.21) variables de control en función de la frecuencia

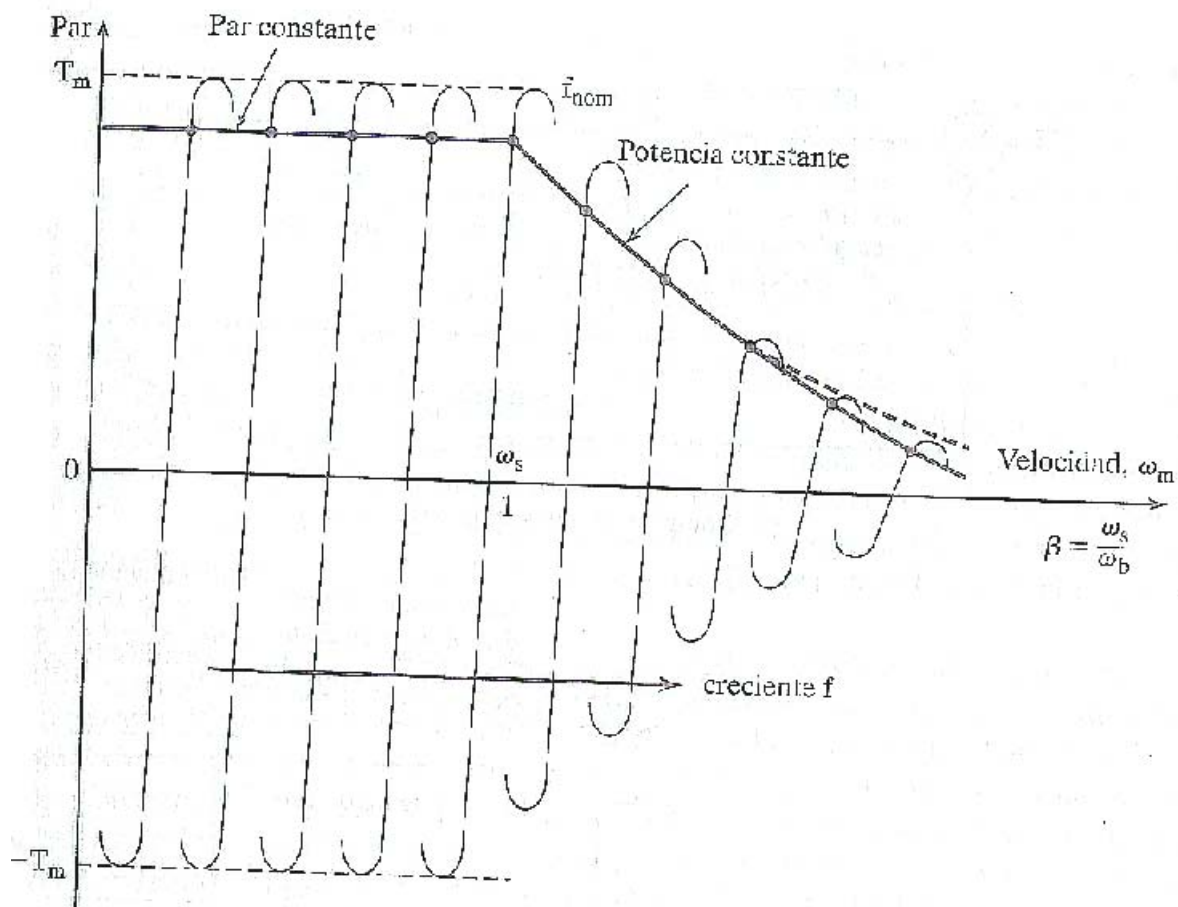


Figura (1.22) Características par-velocidad para control por frecuencia variable

1.13 VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN

El procedimiento más fácil para variar la velocidad de un motor asíncrono consiste en alimentar la máquina a frecuencia constante y variar la tensión en sus bornes. Para un mismo par resistente, cuanto menor es la tensión, el deslizamiento es mayor y por lo tanto la velocidad es menor.

Este método que se utiliza con motores de jaula de ardilla, tiene 3 graves inconvenientes que se desprenden directamente de las propiedades del motor síncrono. Estas son:

- ◆ No es una verdadera regulación de velocidad, ya que no puede variarse la velocidad en vacío que viene impuesta por la frecuencia.
- ◆ Para un deslizamiento dado, el par es proporcional al cuadrado de la tensión. Esta Proporcionalidad es aplicable en particular al par máximo.
- ◆ Las pérdidas por efecto joule en el rotor son proporcionales al deslizamiento. El trabajo con elevado deslizamiento corresponde a un valor muy bajo del rendimiento.

La realización práctica que utiliza este principio es el siguiente circuito:

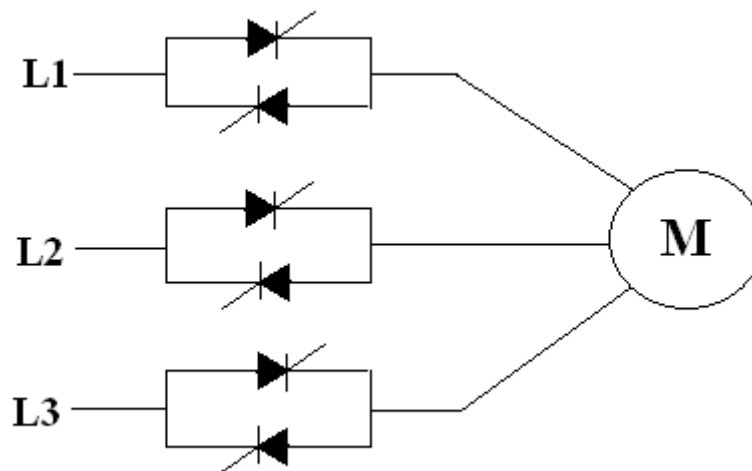


Fig.(1.23)

Se varía la velocidad del motor actuando sobre el ángulo de paso de corriente en cada período.

El propio principio de funcionamiento limita el campo de aplicaciones de este sistema: se reduce la tensión para disminuir el par con el fin de que la velocidad disminuya. Para que el motor pueda funcionar a velocidades muy inferiores a la de sincronismo, es preciso que el par resistente que opone la carga arrastrada disminuya también, al tiempo que lo hace la velocidad e incluso cuando es posible hacer la regulación de velocidad limita a pocas unidades el empleo de este método. Hace falta sobredimensionar el motor ya que es hacia los dos tercios $2/3$ de la velocidad síncrona cuando las pérdidas son máximas.

1.14 VARIACION DE LA RESISTENCIA SECUNDARIA

La forma más clásica de aumentar el deslizamiento en carga del motor con rotor bobinado es utilizar un reóstato secundario.

La figura (1.24) da la curva N (par) del motor para resistencia

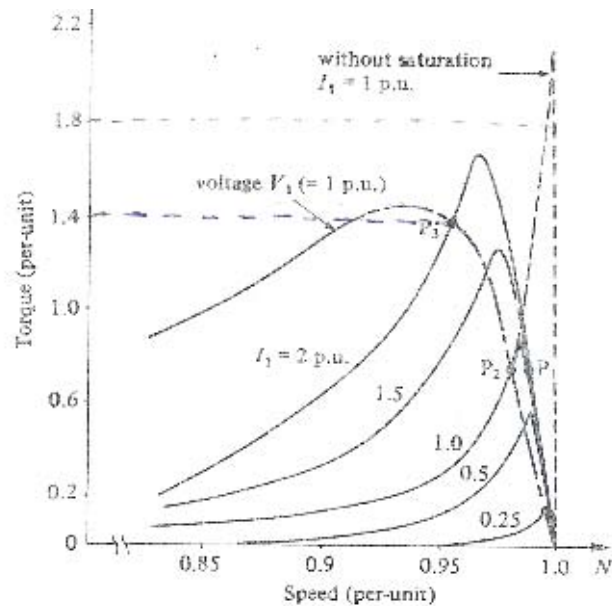


Figura (1.24) Característica par-velocidad de un típico motor de inducción

Normal r_2 de cada conductor rotórico y las obtenidas al aumentar esta resistencia con el reóstato exterior.

Este método tiene dos inconvenientes:

- ◆ No es una verdadera regulación de velocidad, la velocidad en vacío es siempre cercana a la velocidad síncrona.
- ◆ El aumento de deslizamiento se hace en detrimento del rendimiento al aumentar las pérdidas por efecto joule secundarias.

Pero presenta dos ventajas notables:

- ◆ Permite variar la velocidad de giro de una carga cualquiera ya que la parte Utilizada de la característica par (velocidad) es siempre estable.
- ◆ Las pérdidas debidas al aumento del deslizamiento se disipan en el reóstato y no en él motor. Este puede desarrollar el par máximo a cualquier velocidad.

Una realización de este tipo de circuito es el siguiente.

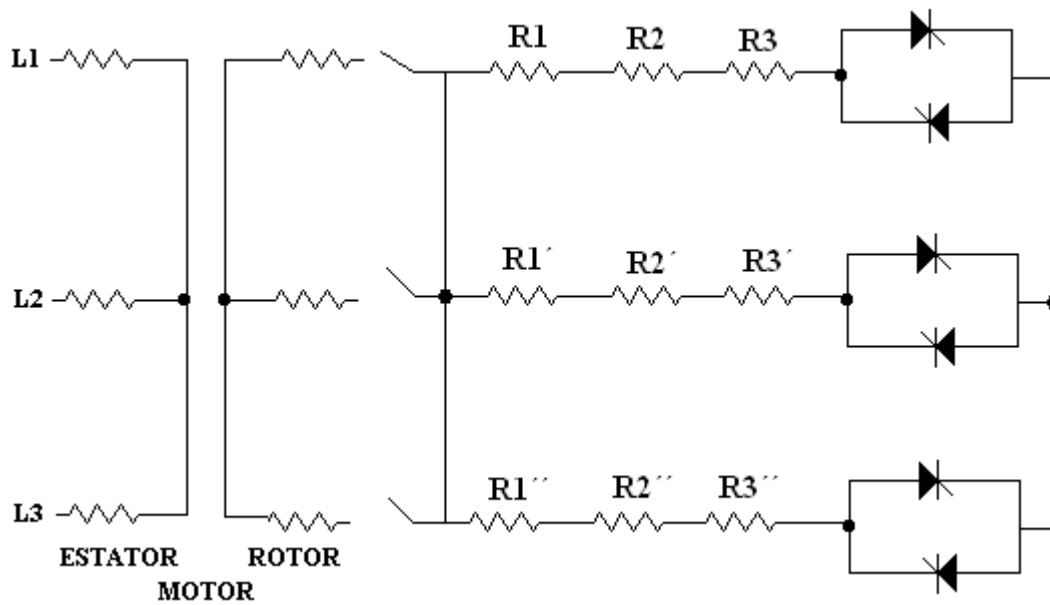


Fig.(1.25)

Este método es muy utilizado en elevadores en los que se utiliza contactores mecánicos para sacar partes de unas resistencias adicionales cuando se quiere aumentar la velocidad, o para introducir cuando se quiere disminuir. La electrónica de potencia nos permite mejorar el método. Se coloca un regulador de corriente alterna trifásica en la unión red- bornes del motor o bien en la formación del punto neutro secundario.

En la figura anterior se muestra una resistencia por fase dividida en tres partes. A bajas velocidades, con todos los interruptores abiertos se actúa sobre los intervalos de conducción del regulador. Cuando este conduce a lo largo de todo el periodo se le cortocircuita mediante K1 para aumentar la velocidad, se cierra sucesivamente K2, K3. Hasta alcanzar su velocidad nominal.

La variación de la resistencia adicional se puede hacer completamente estática y continua. Entre los anillos figura (1.26) se monta un puente rectificador con 6 diodos; a través de una inductancia la tensión rectificada se aplica a la resistencia R_h , un tiristor GTO cortocircuita durante más o menos tiempo la resistencia R_h , durante cada esos períodos de funcionamiento.

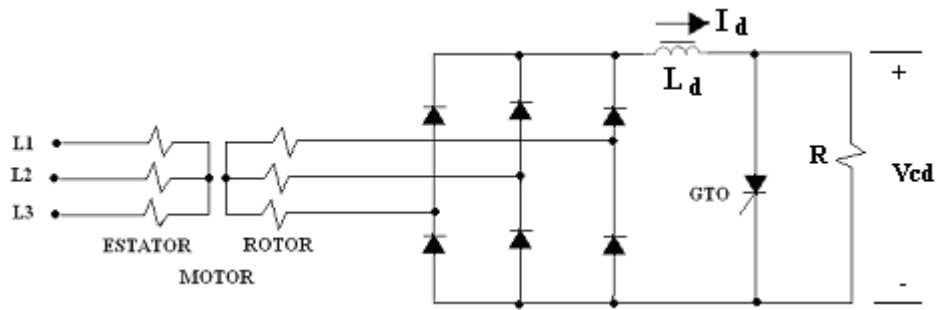


Fig.(1.26)

1.15 RECUPERACION DE POTENCIA DEL SECUNDARIO

Puede regularse la velocidad del motor asíncrono con anillos alimentados directamente por la red de la tensión y frecuencia constante, actuando sobre la potencia sacada del rotor por los anillos.

La dificultad que aparece es que las tensiones entre los anillos tiene un valor y sobre todo una frecuencia variable, pues son proporcionales al deslizamiento para utilizar la potencia sacada del rotor es preciso pasarla de forma alterna a continua.

Podemos rectificar las tensiones de salida del rotor mediante semiconductores y utilizar la potencia de deslizamiento en una máquina de corriente continua que añade su par al del motor asíncrono. Estos sistemas son conocidos como Métacyn, Rimcoy, etc.

Pero para regular la velocidad del motor es posible suprimir cualquier otra máquina rotativa. Esto se muestra en la siguiente figura (1.27) para ello se rectifican las tensiones recogidas entre los anillos y luego se ondula la tensión rectificada con el fin de inyectar a la red la potencia de deslizamiento. Este montaje requiere pues entonces

- ◆ Un rectificador
- ◆ Un inversor

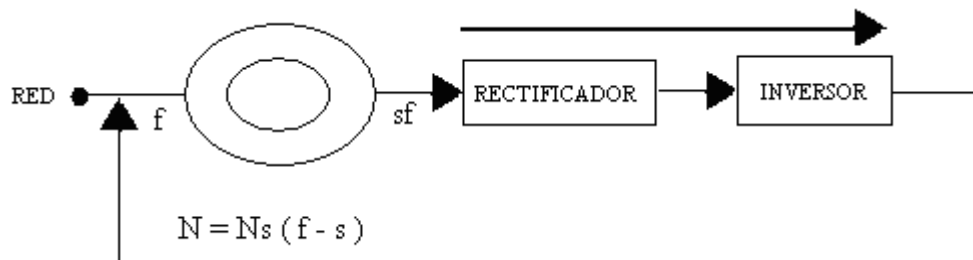


Fig.(1.27)

La figura (1.28) da el esquema que se utiliza corrientemente para poner en práctica este principio

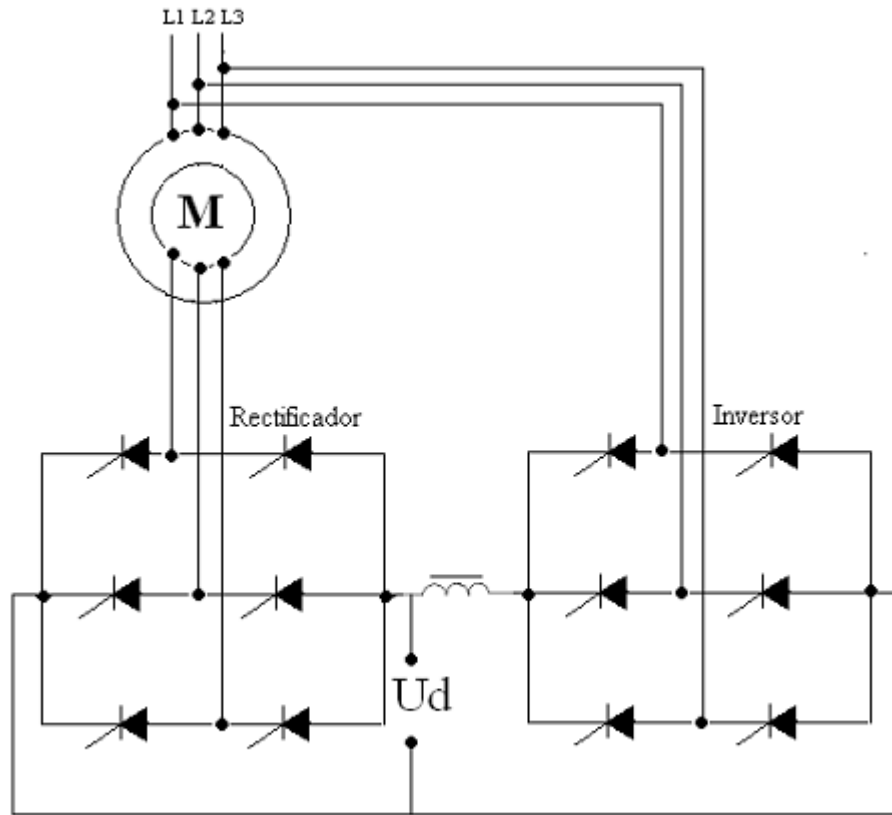


Fig. (1.28) Esquema de la cascada hiposincrónica

1.16 CONEXIÓN DE MOTORES ELÉCTRICOS

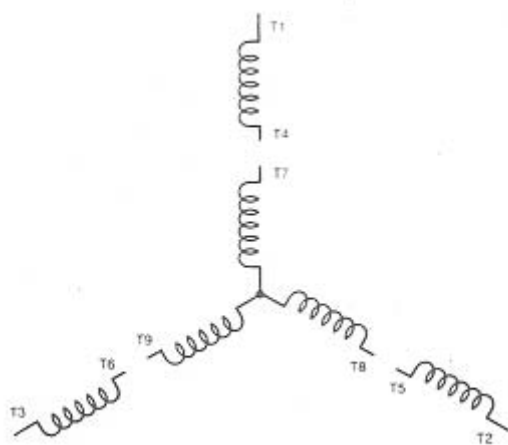


Figura 1.16a Sistema de numeración estándar para Conexión estrella de motores 3 Φ

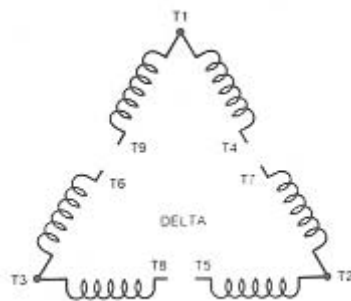


Figura 1.16b Sistema de numeración estándar para Conexión delta de motores 3 Φ

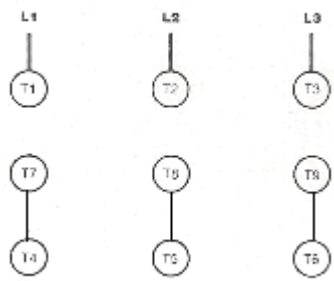
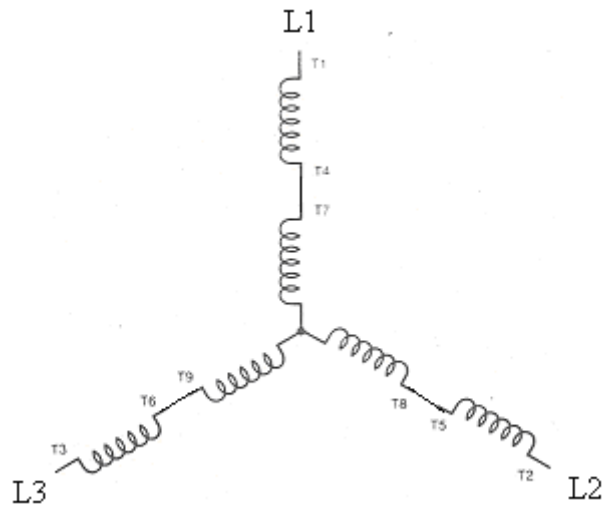


Figura 1.16c diagrama de alambrado para conexión estrella en alto voltaje de motores 3 Φ .

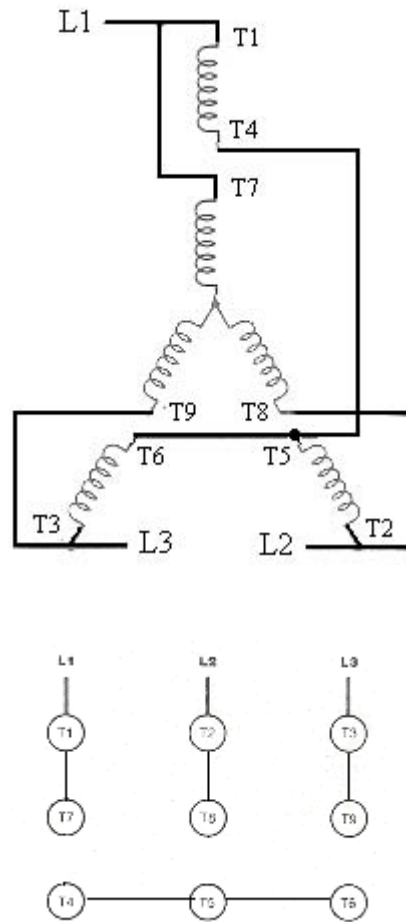


Figura 1.16d Diagrama de alambrado para conexión estrella en bajo voltaje de motores de 3 Φ

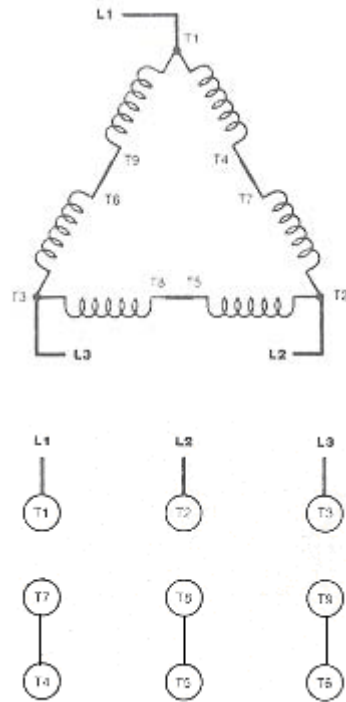


Figura 1.16e Diagrama de alambrado para conexión Delta en alto voltaje de motores 3Φ

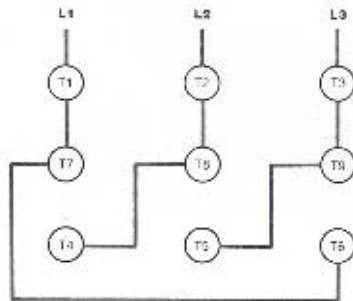
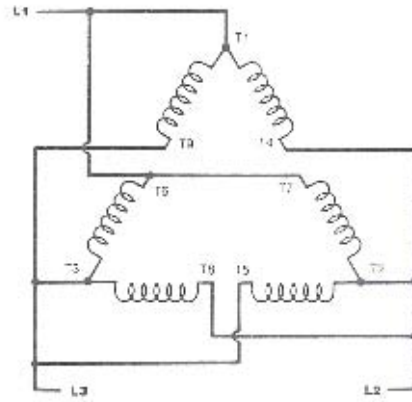


Figura 1.16f diagrama de alambrado para conexión delta

CAPITULO 2

LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA SUS PRINCIPALES COMPONENTES DE CONTROL EN MÁQUINAS DE C.A. ROTATORIAS

CAPITULO 2

LA ELECTRONICA DE POTENCIA Y SUS PRINCIPALES COMPONENTES DE CONTROL EN MAQUINAS DE C.A. ROTATORIAS

2.1 HISTORIA DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

La historia de la electrónica de potencia empieza con la introducción de él rectificador de arco de mercurio en 1900. Entonces el rectificador de tanque de metal, el rectificador de tubo de vacío controlado por rejilla, el ignitrón, el fonotrón y el tiratrón fueron introducidos gradualmente.

Estos dispositivos fueron aplicados para el control de potencia hasta en los años de 1950. La primera revolución electrónica comienza en 1948 con la invención de él transistor de silicio en los laboratorios de teléfonos Bell por Bardeen, Brattain y Schokley. Más de las tecnologías electrónicas avanzadas de hoy es fácil de seguir a esa invención.

La microelectrónica moderna envuelta sobre los años de semiconductores de silicio. El próximo avance, en 1956, fue también de los laboratorios Bell: La invención de él transistor disparado PNP, que fue definido como un tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR).

La segunda revolución electrónica empieza en 1958 con el desarrollo de el tiristor comercial por la General Electric Company. Ese fue el comienzo de una nueva era de la electrónica de potencia. Desde entonces, muchos tipos diferentes de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conversión han sido introducidos. La revolución de la electrónica de potencia nos esta dando a nosotros la habilidad a formar y controlar grandes cantidades de potencia con sobre incrementos de eficiencia. Debido al enlace de la electrónica de potencia la fuerza, con la microelectrónica el cerebro muchas de las aplicaciones de la electrónica de potencia es ahora emergente, y esta tendencia continuará. Dentro de los próximos 30 años, la electrónica de potencia formará y condicionara la electricidad en alguna parte de la línea de transmisión entre su generación y todos sus usuarios. La revolución de la electrónica de potencia ha ido ganando momentáneamente desde entonces a finales de los 80's y tempranamente los 90's.

Por electrónica de potencia se entiende aquella rama de la electrónica que se encarga de adecuar, controlar y convertir la energía eléctrica disponible. Esta parte de la electrónica utiliza los dispositivos electrónicos capaces de manejar y modificar la presentación de la energía eléctrica.

Un sistema electrónico de potencia estará formado por los circuitos electrónicos que se encargan de controlar un determinado proceso o convertidor, donde estos circuitos electrónicos están formados por uno más convertidores (dispositivos semiconductores de potencia), actuadores, transductores y procesadores o sistemas de control (microprocesadores y microcontroladores).


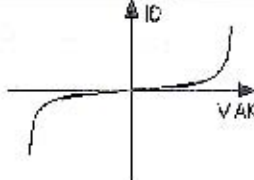
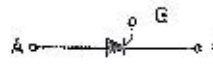
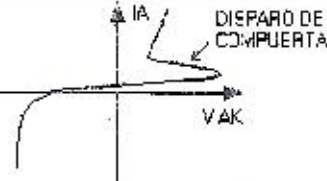
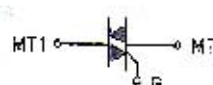
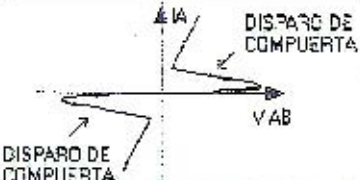
La electrónica de potencia es ampliamente utilizada en: electromedicina, procesos refinados de metales, anodización de metales, producción de gases químicos, control de iluminación,

control de temperatura, caldeo inductivo, vehículos eléctricos, control de velocidad de cualquier tipo de motor eléctrico, fuentes de alimentación para TV y ordenadores etc.

El control de motores eléctricos de corriente alterna y continua, constituye una de las áreas de mayor utilización y complejidad de la electrónica de potencia: control de motores de paso a paso en periféricos de ordenadores, máquinas herramienta, robots industriales, electrobombas, ventiladores, compresores, máquinas de papel y textil, molinos de cementos, trenes de laminación, carretillas eléctricas, trenes, etc.

2.2 DESCRIPCION DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES POTENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia figura 2.1 son los elementos básicos de un sistema de electrónica de potencia para transformar y controlar la energía eléctrica. También trabajan en dicho sistema como enlaces (interruptores) de dos estados el estado de desconexión (desactivación, apagado, bloqueo) de la resistividad grande y el estado de conexión (conexión, activación) de alta conductividad, la cual garantiza las pérdidas pequeñas de (energía eléctrica), y el rendimiento alto de los sistemas de convertidores. EL trabajo en dos estados de los elementos (componentes) de potencia provoca obviamente la aparición de armónicos en voltaje y corriente, la limitación de las cuales requiere la aplicación de los métodos complejos de control y de arreglo de los sistemas.

DISPOSITIVO	SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA
DIODO		
SCR		
TRACS		




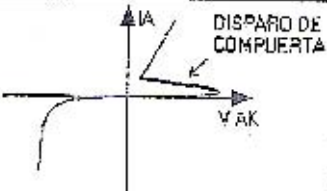
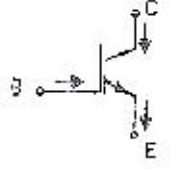
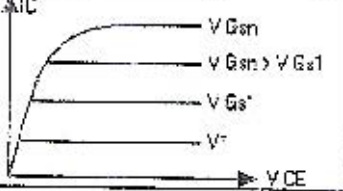
DISPOSITIVO	SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA
DIACS		
GTO		
IGBT		

Figura 2.1 Características de algunos semiconductores de potencia

2.3 CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia pueden ser clasificados en base a:

- 1.- Encendido y apagado descontrolado (Diodo)
- 2.- Control del encendido y apagado descontrolado (SCR)
- 3.- Características controladas de encendido y apagado (BJT, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT).
- 4.- Requerimiento de señal de puerta continua (BJT, MOSFET, IGBT, SIT)
- 5.- Requerimiento De pulso de compuerta (SCR, GTO, TRIAC, MCT)
- 6.- Capacidad de resistir un voltaje bipolar (SCR, GTO)
- 7.- Capacidad de resistir un voltaje unipolar (BJT, MOSFET, GTO, IGBT, MCT)
- 8.- Capacidad de corriente bipolar (TRIAC, RCT)
- 9.- Capacidad de corriente unidireccional (SCR, GTO, BJT, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT, DIODO).

Características y especificaciones de los interruptores.

Hay muchas clases de dispositivos semiconductores de potencia. Sin embargo cada uno de estos dispositivos tiene sus ventajas y desventajas, y son adecuados para aplicaciones específicas. La motivación es lograr desarrollar dispositivos cada vez más ideales es decir un súper dispositivo. En consecuencia se puede comparar cualquier dispositivo nuevo real con las características ideales de un súper dispositivo.

2.3.1 CARACTERÍSTICAS IDEALES

Las características ideales de un interruptor ideal son las siguientes:

- 1.- cuando el interruptor esta cerrado debe tener
 - a) capacidad de conducir una gran cantidad de corriente directa I_f , que tienda al infinito
 - b) una caída de voltaje baja en estado cerrado V_{on} , es decir, que tienda a cero
 - c) una baja resistencia en estado cerrado R_{on} que tienda a cero.
- 2.- En el estado abierto, cuando el interruptor esta abierto, debe tener
 - a) capacidad de resistir un voltaje alto, directo inverso V_{BR} , que tienda al infinito.
 - b) una baja corriente de fuga I_{OFF} en estado abierto que tienda a cero.
 - c) Una gran resistencia en estado abierto, R_{OFF} , que tienda a infinito.
- 3.- Durante el proceso de cerrado y abertura, se debe cerrar y abrir en forma instantánea, de modo que pueda funcionar con altas frecuencias. Así debe tener
 - a) tiempo corto de demora t_d , que tienda a cero.
 - b) Tiempo corto de subida t_r que tienda a cero.
 - c) Tiempo corto de almacenamiento t_s que tiende a cero
 - d) Tiempo corto de caída t_f que tienda a cero.
- 4.- para el cerrado y la abertura debe necesitar
 - a) Poca potencia de activación de compuerta P_G que tienda a cero.
 - b) Un bajo voltaje de activación de compuerta V_G que tienda a cero.
 - c) Una pequeña corriente de activación de compuerta I_G que tienda a cero.
- 5.-Debe tener dv/dt grande que tienda a infinito. Es decir que el interruptor sea capaz de Manejar cambios rápidos de voltaje a través de el.
- 6.- debe tener di/dt grande que tienda a infinito. Esto es el interruptor debe ser capaz de Manejar un aumento rápido de la corriente que lo atraviesa.
- 7.- Requiere una impedancia térmica muy pequeña entre la unión interna y temperatura ambiente, R_{JA} , que tienda a cero, para poder transmitir con facilidad calor al ambiente.
- 8.- Se necesita la capacidad de sostener cualquier corriente de falla durante largo tiempo; es decir , debe tener un valor alto de $i_f t$, que tienda a infinito.

- 9.- Se requiere un coeficiente térmico negativo para la corriente conducida, para obtener una división igual de corriente cuando los dispositivos se conectan en paralelo.
- 10.- Es muy importante que su precio sea bajo, para construir equipos electrónicos de potencia de bajo costo.

2.4 TIPOS DE CIRCUITOS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Para el control de la potencia eléctrica o acondicionamiento de potencia eléctrica, la conversión de potencia eléctrica de una forma a otra es necesaria y las características de conmutación de los dispositivos de potencia permiten estas conversiones. Los convertidores estáticos de potencia realizan funciones de conversión de potencia. Los dispositivos de potencia pueden ser clasificados en 6 tipos

- 1.- Diodos Rectificadores
- 2.- Convertidores AC – DC (Rectificadores Controlados)
- 3.- Controladores AC- AC (Controladores de Voltaje de A.C.)
- 4.- Convertidores DC – DC (Choppers DC)
- 5.- Convertidores DC – AC (Inversores)
- 6.- Interruptores Estáticos

2.5 DISEÑO DE EQUIPOS DE ELECTRONICA DE POTENCIA

El diseño de equipos de electrónica de potencia se puede dividir en cuatro partes:

- 1.- Diseño de los circuitos de potencia**
- 2.- Protección de los dispositivos de potencia**
- 3.- Determinación de la estrategia de control**
- 4.- Diseño de los circuitos lógicos y de compuerta**

2.6 HOJAS DE DATOS

Usualmente los dispositivos en electrónica de potencia presentan una serie de características comunes, como son: corriente en estado de conducción, tensión en estado de no conducción, potencia disipable, temperatura de la unión, caída de tensión en conducción, corriente de fugas en estado de no conducción, tiempos de conmutación y características térmicas. Todos estos parámetros nos permiten seleccionar correctamente el dispositivo del que se trate.

Las características completas de los dispositivos de potencia se encuentran disponibles en catálogos facilitados por los fabricantes, donde se incluyen todos los datos necesarios para efectuar la selección del dispositivo y los cálculos adecuados. Existe por lo general una unificación en la nomenclatura utilizada, la cual se describe a continuación.

Las magnitudes más usuales que caracterizan los componentes se especifican mediante una letra, mayúscula o minúscula, con diferentes subíndices. Entre las más comunes están:

V, v representan valores de tensión, **I, i** son valores de intensidad de corriente, **P, p** representan valores de potencia eléctrica, **T** indica temperatura, **t** es el tiempo y **R_{th}** representan valores de resistencia térmica.

El valor en minúscula se usa para la representación de valores instantáneos, que varían con el tiempo.

Algunos subíndices de uso común en las características de los componentes son:

El subíndice “**AV**” indica valor medio de la magnitud a la que hace referencia, “**RMS**” indica valor eficaz, “**W**” representa trabajo, “**R**” indica repetitivo o inverso, “**S**” significa no repetitivo, único y el subíndice “**M**” indica valor máximo.

Se pueden distinguir distintos bloques en los catálogos estos son:

- ◆ Absolute Maximum Rating o valores máximos absolutos. Son los valores máximos que puede soportar el dispositivo sin deterioro de sus características.

- ◆ thermal data o datos térmicos, donde se incluyen las resistencias térmicas del dispositivo.
- ◆ Electrical Characteristics o características eléctricas. Son valores que representa la magnitud correspondiente cuando el dispositivo trabaja en las condiciones de test que se especifican. Se suelen indicar los valores mínimos, típicos y máximos.
- ◆ Switching Characteristics o características de conmutación.
- ◆ Curvas de características de distintas magnitudes.
- ◆ Otras informaciones adicionales.

En los valores máximos absolutos se suelen especificar las tensiones máximas aplicables al dispositivo en estado de no conducción, las corrientes máximas que puede conducir el dispositivo, potencia máxima disipable y la temperatura máxima de la unión.

Los datos térmicos proporcionan los valores de la resistencia térmica de la unión ambiente, unión capsula y capsula radiador.

Las características eléctricas incluyen diversas magnitudes, como son caídas de tensión en conducción, corrientes de fugas en no conducción, características de las señales de control y otras.

Las características de conmutación indican la duración de las transiciones entre los estados de conducción y no conducción

En los transistores bipolares de potencia se define el tiempo de excitación o conexión (**ton**) como la suma del tiempo de retardo en la conexión, **td(on)** (delay time), y el tiempo de subida, **tr** (rise time).

- ◆ El tiempo de retardo en la conexión (**td(on)**) es que transcurre entre la polarización de la resistencia de base y el instante en el que la intensidad de colector alcanza el 10% de su valor final.
- ◆ El tiempo de subida (**tr**) es que tarda la intensidad de colector en pasar del 10% al 90% de su valor final.
- ◆ El tiempo de apagado o desconexión (**toff**) es la suma del tiempo de almacenamiento, t_s (storage time) y el tiempo de caída, (fall time).
- ◆ El tiempo de almacenamiento (t_s) es que transcurre entre la despolarización de la resistencia de base y la caída de la intensidad de colector al 90% de su valor en saturación.
- ◆ El tiempo de caída (t_f) es que tarda la intensidad de colector en bajar del 90% al 10% de su valor en saturación.

Los tiempos de conmutación del dispositivo permiten deducir su frecuencia máxima de funcionamiento. Una ley práctica, que da una primera aproximación, sería que la duración del tiempo de conmutación fuera inferior al 10% de su periodo de funcionamiento.

$$t_{on} + t_{off} < 0.1 T$$

Si se desea que las pérdidas en conmutación sean pequeñas, la frecuencia de funcionamiento se debe reducir a la mitad:

$$t_{on} + t_{off} < 0.05 T$$

Los tiempos de conmutación varían según la carga y, así, un circuito con carga muy inductiva se comportaría de forma muy distinta al presentado en la figura 2.2 carga resistiva.

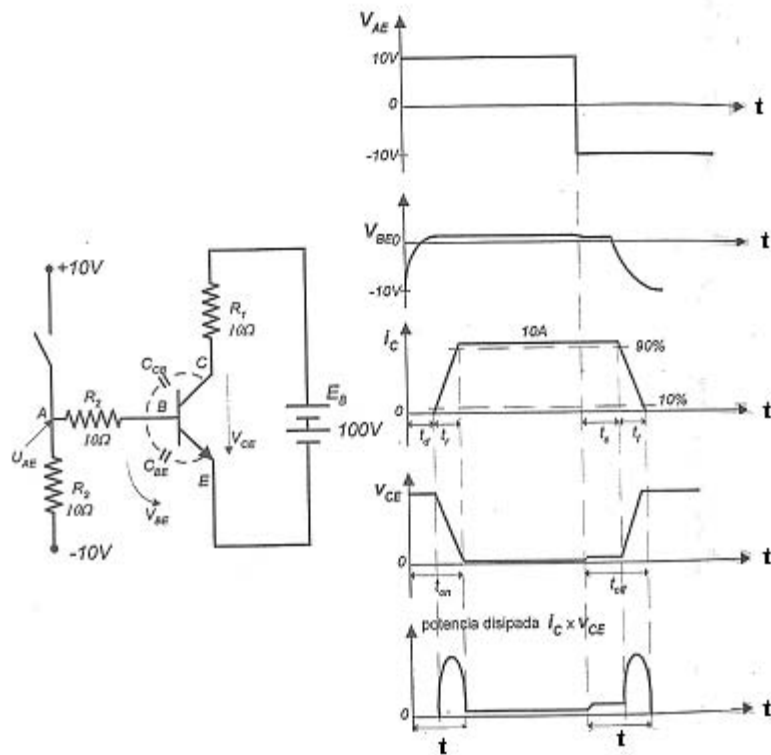


Figura 2.2 hoja característica de un transistor BJT.

2.7 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Desde el primer tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR) que fue desarrollado en 1957. En 1970 los tiristores convencionales han sido exclusivamente usados para control de potencia en aplicaciones industriales. Exclusivamente varios tipos de semiconductores de potencia desarrollados llegaron a ser disponibles comercialmente. Estos pueden ser divididos ampliamente en 5 tipos.

- 1.- Diodos de Potencia
- 2.- Tiristores
- 3.- Transistores Bipolares de Juntura
- 4.- MOSFETS de Potencia
- 5.- Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBTS)

Transistores de Inducción Estática (SITS)

Los Tiristores pueden ser divididos en 8 tipos:

- 1.- Tiristores de Fuerza Conmutados
- 2.- Tiristores de Línea Conmutados
- 3.- Tiristores de Apagado por Puerta (GTO)
- 4.- Tiristores de Conducción Inversa (RCT)
- 5.- Tiristor de Apagado Asistido por Puerta (GATT)
- 6.- Rectificador Controlado de Silicio Activado por Luz (LASCR)
- 7.- Tiristores Controlados MOS (MCT)

Los diodos de potencia son de 3 tipos:

- 1.- Diodos de Propósito General
- 2.- Diodos de Alta Velocidad (Recuperación Rápida)
- 3.- Diodos Schottky

2.8 EL DIODO DE POTENCIA

Los diodos de propósito general están disponibles arriba de 3000V a 3500A, y el rango de los diodos de recuperación rápida pueden ir arriba de 3000V, 1000A.

El tiempo de recuperación inversa varía entre $0.1\mu\text{s}$ y $5\mu\text{s}$. Los diodos de recuperación rápida son esenciales para conmutación de alta-frecuencia para los convertidores de potencia. Un diodo tiene dos terminales llamados ánodo y cátodo esta se muestra en la siguiente figura. Los diodos de potencia son de tres tipos: de propósito general, de alta velocidad (o recuperación alta), los Schottky.



Figura 2.3 diodo semiconductor de Potencia

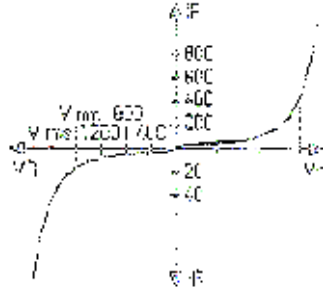


Figura 2.4 curva característica del diodo de potencia

Los diodos Schottky tienen un voltaje de encendido bajo y un tiempo de recuperación muy pequeño, típicamente de nanosegundos. La corriente de fuga se incrementa con el rango de voltaje y sus rangos están limitados 100V, 300A.

Un diodo conduce cuando su voltaje de ánodo es más alto que su voltaje de cátodo; y la caída de voltaje directa de un diodo de potencia es muy bajo, típicamente de 0.5V y 1.2V. Si el voltaje de cátodo es más grande que su voltaje de ánodo un diodo se dice que esta en modo de bloqueo es decir no conduce.

2.9 EL SRC (RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO)

Un tiristor tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo y una compuerta.

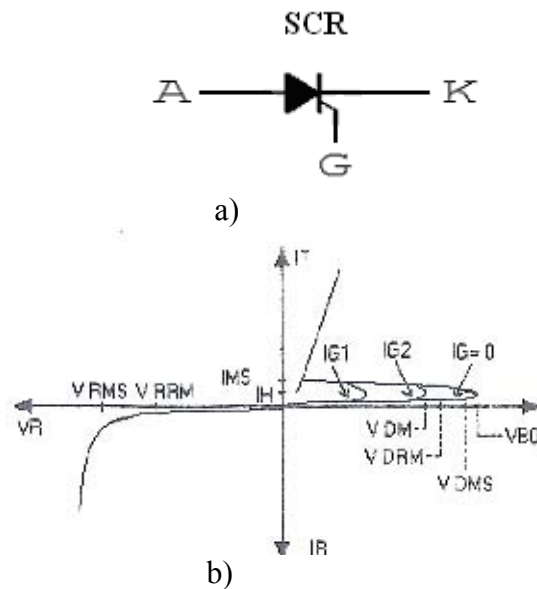


Figura 2.5 a) Símbolo, b) característica Corriente-voltaje.

Cuando una pequeña corriente esta pasando en las terminales compuerta-cátodo, el tiristor conduce, siempre que la terminal ánodo este en un potencial más alto que el cátodo.

Entonces un tiristor esta en un modo de conducción, el circuito de compuerta no tiene control y el tiristor continua conduciendo.

Cuando un tiristor esta en modo de conducción, la caída de voltaje de corriente directa es muy pequeña, típicamente de 0.5V a 2V. Un tiristor conduciendo puede ser apagado haciendo el potencial de su ánodo igual o menos que el potencial de cátodo.

Un SCR es cebado por la inyección de un pulso de corriente en la puerta. Esta corriente de puerta (I_G) fluye a través a de la unión entre puerta y cátodo y sale del SCR por la terminales del cátodo. La magnitud de la corriente de puerta necesaria para cebar un SCR en particular se simboliza por I_{GT} . La mayoría de los SCR's requieren una corriente de puerta comprendida entre 0.1 y 20 mA para cebarse ($I_{GT} = 0.1$ y 20 mA). Dado que entre puerta y cátodo hay una unión pn estándar, el voltaje entre estos terminales (V_{GK}) será ligeramente mayor que 0.6V, la figura 2.6 muestra las condiciones que deben existir en la puerta de un SCR para el cebado.

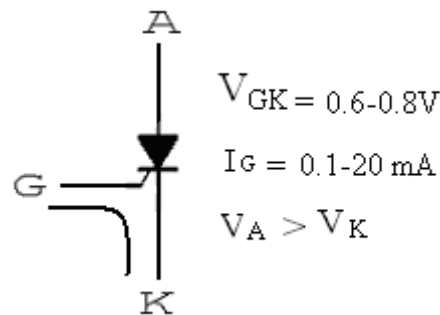


Figura 2.6 voltaje de puerta a cátodo (V_{GK}) y corriente de puerta (I_G) necesarias para cebar un SCR.

Cuando la corriente de ánodo a cátodo (I_{AK}), caiga por debajo de algún valor mínimo, denominada corriente de mantenimiento, simbolizada por I_{OH} , el SCR se bloqueara. Esto generalmente ocurre cuando el voltaje AC de alimentación pasa por el cero hacia su zona negativa. Para la mayoría de los SCR de media potencia, I_{OH} es del orden de 10 mA.

Los tiristores de línea conmutados son apagados debido a la sinusoide natural de el voltaje de entrada, y los tiristores de fuerza conmutados son apagados por un circuito extra llamado circuiteria de conmutación de línea o natural están disponibles con rangos de 6000V, 3500A.

El tiempo de apagado de los tiristores de bloqueo inverso de alta velocidad han sido mejorados sustancialmente y es posible tener de 10 μ s a 20 μ s. En un tiristor de 1200V, 200A.

El tiempo de apagado es definido como el intervalo de tiempo entre el instante cuando la corriente principal ha disminuido a cero, después la conmutación externa del circuito del voltaje principal y el instante cuando el tiristor es capaz de soportar un voltaje principal fuera de encendido, los RCT y GATTS, son ampliamente usados para conmutación a alta velocidad, y especialmente en aplicaciones de tracción.

Un RCT puede ser considerado como un tiristor con un diodo paralelo inverso. Los RCTs están disponibles arriba de 2500V, 400A. Con un tiempo de conmutación de $8\mu\text{s}$. Los LASCRs que están disponibles arriba de 6000V, 1500A con una velocidad de conmutación de $200\mu\text{s}$ a $400\mu\text{s}$, es conveniente para sistemas de potencia en alto-voltaje, especialmente en HVDC. Para aplicaciones de C.A. en baja potencia los TRIACS son ampliamente usados en todo tipo de controles como por ejemplo en todo tipo de controles de iluminación, de calor, control de motores y switch de c.a. Las características de los triacs son similares a dos tiristores conectados en antiparalelo y tienen una sola Terminal compuerta. El flujo de corriente por un triac puede ser controlada en una u otra dirección.

Los GTO o SITH son tiristores que se desactivan asimismo. Los GTO y SITH son encendidos aplicando un corto impulso positivo a las puertas y son desactivados aplicando pulsos negativos de corto tiempo a las puertas. Ellos no requieren circuitos externos de conmutación. Los tiristores GTO son muy atractivos para conmutación forzada de convertidores y están disponibles para rangos de 4000V, 3000A.

Los SITH de los cuales la variación puede ser tan alta como 1200V, 300A. Están esperando a ser aplicados para convertidores de media potencia con una frecuencia de varios cientos de Khz, y todavía más haya de los rangos de frecuencia de los GTO.

Un MCT puede ser encendido con un pulso de voltaje negativo pequeño en la puerta en la compuerta de MOS (con respecto a su ánodo), y apagado por pequeño pulso positivo. Es como un GTO, excepto que la ganancia de apagado es muy alta. Los MCT están disponibles para rangos de 1000V, 100A.

2.10 EL TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA

Los transistores de potencia son de cuatro clases:

- 1) El BJT
- 2) MOSFET DE POTENCIA
- 3) IGBT
- 4) SIT

Los Transistores Bipolares de Alta Potencia son comúnmente usados en convertidores de potencia en una frecuencia debajo de los 10Khz, y son efectivamente aplicados en rangos de potencia superiores a los 1200V, 400A.

Un Transistor Bipolar de Potencia tiene tres terminales: estas son colector, base y emisor.

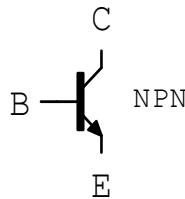


Figura 2.7 Símbolo del Transistor Bipolar de Juntura

Es normalmente operado como un conmutador switch en la configuración emisor común.

La caída de voltaje en un transistor conduciendo esta en el rango de 0.5V a 1.5V.

Los MOSFETS de Potencia son usados en convertidores de potencia de alta velocidad y están disponibles en rangos de potencia relativamente bajos en el rango de 1000V, 100A. y en un intervalo de frecuencias de varios cientos de Khz. Los IGBTs juntos con los GTOs son los dispositivos electrónicos que voy a tratar con mayor detalle en capítulos posteriores para el control de dispositivos rotatorios de potencia en corriente alterna.

Los IGBTs son transistores de potencia controlados en voltaje estos son inherentemente más rápidos en respuesta que los transistores bipolares de juntura (BJT), pero aún no son tan rápidos como los MOSFETS. Sin embargo ellos ofrecen una conducción muy superior y características de salida igual que los BJTs. Los IGBTs son adecuados para alto voltaje, gran corriente y frecuencias de hasta 20 KHz están disponibles para valores de 1700V, 2400A.

Un SIT es un dispositivo de alta frecuencia y alta potencia. Este es esencialmente la versión de estado sólido de el tubo de vacío triodo, y es similar aun JFET. Este tiene un margen de ruido bajo, baja distorsión, una capacidad de potencia de alta audio- frecuencia. Los tiempos de encendido y apagado son muy cortos, típicamente 0.25µs. El rango de corriente de los SITs puede ser arriba de los 1200V, 300A y la velocidad de conmutación puede ser tan alta como 100Khz. Los SITs son más convenientes para aplicaciones de gran potencia en altas frecuencias.

2.11 EL TRIAC

Un triac es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar el valor promedio de la corriente que fluye a una carga. Un triac es diferente a un SCR, en que puede conducir corriente en cualquiera de las dos direcciones de alternancia de la corriente alterna es decir este se comporta como un tiristor conectado en antiparalelo para conducir en cualquiera de las dos direcciones cuando es llevado a conducción. En la figura se muestra su símbolo y su curva característica.

Cuando un triac es bloqueado, no puede conducir corriente entre sus terminales principales independientemente de la polaridad de la fuente externa aplicada. Por lo tanto, el triac actúa como un interruptor abierto.

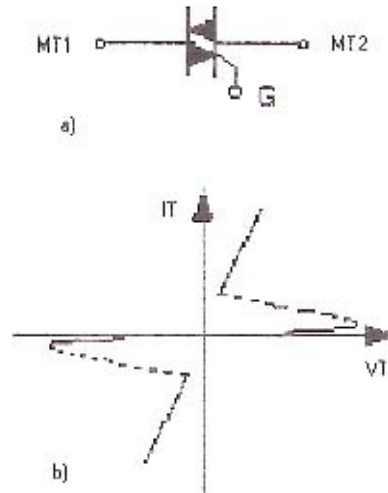


Figura 2.8 Tiristor bidireccional TRIACS, a) Símbolo gráfico, b) Característica de Corriente-Voltaje

Cuando el triac es llevado a conducción, presenta una resistencia muy baja al paso de la corriente en el camino de una terminal principal a otro, donde el sentido del flujo depende de la polaridad de la fuente externa aplicada. Cuando el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1. Cuando el voltaje es más positivo en MT1, la corriente fluye de MT1 a MT2.

El valor promedio de la corriente que se entrega a la carga puede afectarse variando la cantidad de tiempo por ciclo que el triac permanece en estado de conducción, si permanece en el estado de conducción durante una pequeña porción de tiempo de ciclo, el promedio de la corriente que fluye durante muchos ciclos será bajo. Si permanece en conducción durante una gran porción del tiempo de ciclo, el promedio de la corriente será alto.

2.11.1 FORMAS DE ONDA DEL TRIAC

Las formas de ondas de los triacs son similares a las formas de ondas de los SCR, excepto que pueden cebarse en el semiciclo negativo.

En la figura 2.9a se muestran las formas de onda del triac en corte durante los primeros 30 grados el triac esta actuando como interruptor abierto. Durante este tiempo la totalidad del voltaje de línea cae a través de los terminales principales del triac, y no se aplica voltaje a la carga. Entonces no hay flujo de corriente por el triac o por la carga. La porción del semiciclo durante el cual existe una situación se denomina ángulo de disparo, igual que para el SCR.

Después de transcurrir los 30 grados el triac se ceba ó conduce, y actúa como interruptor cerrado, en este instante el triac empieza a conducir a través de sus terminales principales, y a través de la carga, y continúa la conducción de corriente por el resto del semiciclo. La porción del semiciclo durante el cual el triac está en conducción se le denomina ángulo de conducción.

El ángulo de conducción de la figura 2.9b es de 150 grados. La figura (2.9b) muestra la misma forma de onda pero con un ángulo de disparo más grande. El ángulo de disparo es de 120 grados y el ángulo de conducción es de 60 grados, dado que la corriente fluye durante una pequeña porción de la totalidad del ciclo en este caso, el promedio de la corriente es menor que cuando se encontraba en la condiciones de la figura 2.9b por lo tanto se transfiere menor potencia de la fuente a la carga.

Figura 2.9c formas de onda del voltaje entre terminales principales del triac y del voltaje en la carga para tres condiciones diferentes; (ángulo de disparo igual a 30 grados en ambos semiciclos, positivo y negativo, B) ángulo de disparo igual a 120 grados para ambos semiciclos, C) ángulo de disparo desiguales para el semiciclo positivo y el semiciclo negativo. Generalmente esto no es deseable.

La forma de onda del triac de la figura 2.9c muestra un ángulo de disparo más pequeño en el semiciclo negativo, esto es debido a la tendencia del triac a dispararse más fácilmente en el semiciclo negativo, en este caso el ángulo de disparo negativo sería más pequeño.

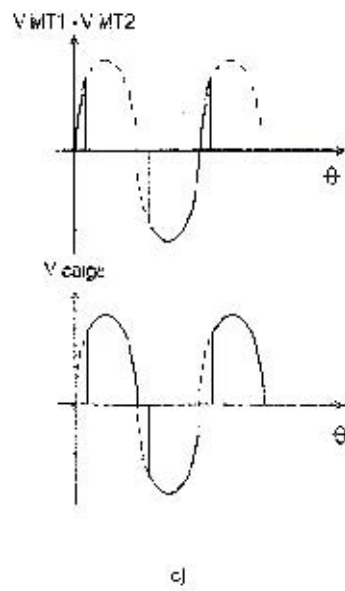
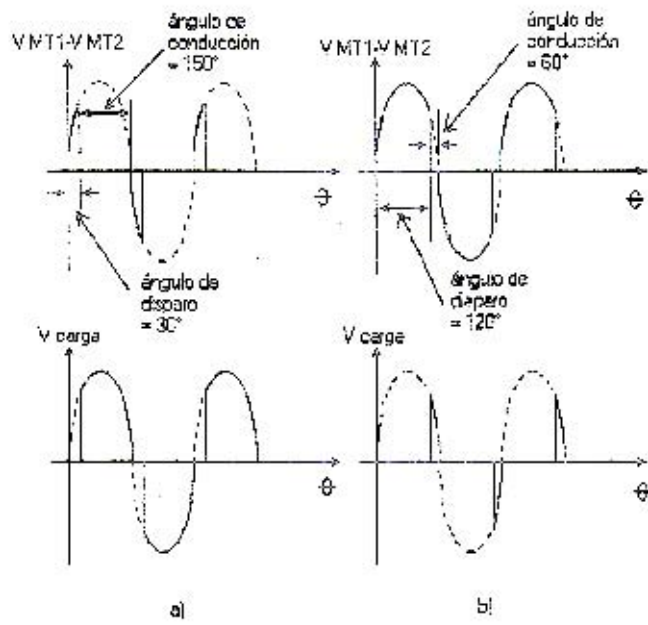


Figura 2.9

2.12 OPTOACOPLADORES

Los componentes optoelectrónicos son ampliamente utilizados, dentro de la electrónica actual, para la transmisión y aislamiento de señales electrónicas a través del medio óptico, además de su utilización como indicadores visuales (diodos led, paneles, etc.).

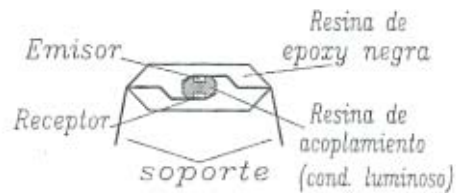


Figura 2.10 Esquema de un optoacoplador

Dentro de la electrónica de potencia se utilizan para el aislamiento de señales entre las etapas de control y las etapas de potencia, proporcionando un aislamiento eléctrico entre ambas. Internamente suelen incorporar, en sus circuitos más básicos, dos terminales para un diodo emisor de radiación y un dispositivo semiconductor sensible a dicha radiación, lo que se utilizará para controlar su punto de funcionamiento, normalmente entre corte y saturación.

Además de los términos habitualmente utilizados en otros dispositivos semiconductores, en los optoacopladores, se definen algunos términos exclusivos por su tipo de funcionamiento. Estos términos son:

- ◆ Corriente de entrada, I_i : corriente que entra por los terminales que se indique, habitualmente hace referencia a la corriente de entrada del diodo led, también denominada I_f
- ◆ Corriente de salida I_o : Corriente que sale por los terminales que se indique, aunque habitualmente hace referencia a la corriente de colector del transistor en la etapa de salida.
- ◆ Transferencia de señal, que representa la relación entre dos magnitudes eléctricas del optoacoplador, una de la entrada y otra de la salida, indicándose para cada dispositivo las magnitudes elegidas.
- ◆ Tensión de trabajo, V_z : que es la máxima tensión que puede ser aplicada continuamente entre la entrada y la salida del dispositivo en condiciones normales de funcionamiento, sin dañar al dispositivo.

- ◆ Capacidad entre entrada y salida C_{io} : corresponde a la capacidad entre los terminales de entrada y salida del dispositivo. Su valor debe ser muy pequeño.
- ◆ Resistencia de aislamiento, R_{io} : Corresponde a la resistencia entre los terminales de entrada y salida, debiendo presentar valores elevados para un buen aislamiento.

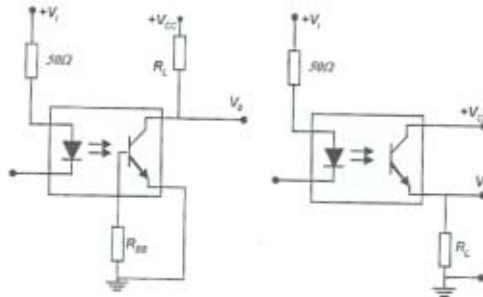


Figura 2.11 Circuitos básicos con optoacopladores

Los tiempos de conmutación siguen la misma nomenclatura que la utilizada para el resto de dispositivos semiconductores, presentando las mismas definiciones.

La utilización de optoacopladores, frente a otros sistemas de transmisión de las señales de control, presenta el inconveniente de necesitar de una fuente de alimentación aislada para el circuito de salida, independientemente de la fuente que alimenta al circuito de control, lo que obliga en muchos casos, en convertidores con dispositivos a varios potenciales, a construir fuentes de alimentación para cada uno de los circuitos de alimentación que están a potenciales distintos. Por el contrario presentan la gran ventaja de permitir trabajar a frecuencias elevadas.

2.13 DIACS

El diac es un dispositivo de dos terminales que presenta conducción simétrica en ambos sentidos. La corriente por el componente es prácticamente nula hasta que la tensión entre sus terminales alcanza un valor característico V_{BO} en que se produce la conmutación al estado de conducción, donde la corriente se incrementa muy rápidamente con la tensión. Sin embargo a diferencia de otros componentes, la tensión inicial de conducción no disminuye drásticamente sino que se reduce tan solo a unos pocos voltios. Presenta unas características bastante estables con la temperatura y la diferencia entre los voltajes de conmutación en ambos sentidos es pequeña, normalmente inferior a 1V. Por el contrario presentan tensiones de conducción elevadas, típicamente 32V.

Nótese que no se hace referencia a ninguna terminal con el nombre de cátodo. En lugar de eso, hay un ánodo 1 ó (electrodo 1), y un ánodo 2 ó (electrodo 2). Los voltajes de ruptura son muy cercanos en magnitud pero pueden variar desde un mínimo de 28V, hasta un máximo de 48V.



a)

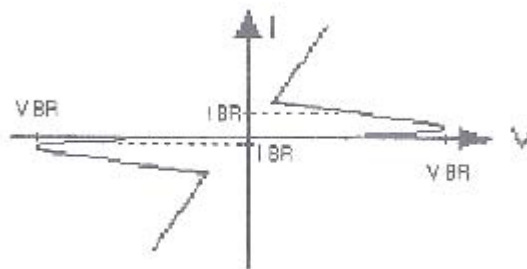


Figura 2.12 Símbolo del diac, b) característica voltaje-corriente

2.13.1 COMPORTAMIENTO ELECTRICO DEL DIAC

Al aumentar la tensión aplicada a las dos terminales del diac, este basculea al estado conductor, tan pronto alcanza un determinado valor de tensión, como se observa en la figura 2.12, que en un principio coincide con el de un diodo de dos electrodos iguales, la diferencia esencial entre el comportamiento de un diac y un diodo, reside en el valor de la tensión de cebado, que en el diac es notablemente inferior. Esto supone una evidente ventaja para el diac, ya que el gobierno de los tiristores y triacs se pueden realizar aprovechando una mayor parte de cada semionda.

CAPITULO 3

UTILIZACIÓN DE GTO E IGBT EN CONTROL DE MÁQUINAS DE ROTATORIAS DE C.A.

CAPITULO 3

UTILIZACION DEL IGBT Y GTO EN CONTROL DE MAQUINAS ROTATORIAS DE CA

3.1 EL TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA (IGBT)

Fue el último dispositivo en aparecer en el mercado de semiconductores de potencia. Este se puede considerar un dispositivo híbrido entre el transistor bipolar y el MOSFET de potencia, adquiriendo de ellos sus mejores características. Los IGBTs incorporan las siguientes características de los MOSFET:

- ◆ Circuito de control sencillo.
- ◆ Área de trabajo seguro muy amplia
- ◆ Capaz de soportar picos de corrientes elevadas

Respecto a los transistores bipolares de potencia el IGBT incorpora sus características de colector a emisor, siendo de todas ellas la caída de tensión en plena conducción el parámetro más significativo por su bajo valor. Esta caída en estado de conducción tan baja mejora en gran medida la característica del MOSFET por lo que, en aquellas aplicaciones donde la velocidad de conmutación más lenta de los IGBT frente a los MOSFET no es ningún impedimento, los IGBT están siendo ampliamente utilizados, desplazando al MOSFET y al BJT.

El IGBT puede ser considerado como un transistor Bipolar con un MOSFET de Puerta, así a los terminales de fuente y drenaje se les denomina, más propiamente, emisor y colector.

El IGBT está planeado para operar como un MOSFET desde el punto de vista de control pero con la característica aventajada de BJT en los electrodos principales. La conductividad en la región deriva del drenado es controlada por la inyección de transportadores minoritarios. A través de una sección vertical de la estructura es mostrada en la figura 3.2 comparada con el MOSFET. Una separación en capas es introducida en la terminal drenado.



Figura 3.2 Símbolo del IGBT

La fig.3.2 muestra que la corriente de colector a emisor el camino es básicamente una estructura bipolar. Bajo el área de la compuerta, que tiene 4 capas es decir, cuatro uniones y existe una estructura parasita tipo SCR de 4 capas.

En el dispositivo compuesto IGBT-N La señal del convertidor MOSFET canal N La acción de Transistor Bipolar de Potencia PNP es un dispositivo controlado positivamente. Una representación de la función de un IGBT es mostrado en la fig. El emisor del dispositivo interno es mostrado externamente como el colector. El dispositivo por lo tanto tendrá así una fuente de corriente constante controlado en voltaje, de rangos aproximados de 3-5A/V, como se muestra en la fig. La capacitancia C podrá ser muy significativa en el estado de transición debido al efecto Millar, es decir, La alteración de él valor aparente de una componente por la virtud de su formación en un lazo de realimentación de un amplificador. El componente puede ser parasito o un elemento de circuito separado y entonces tenemos:

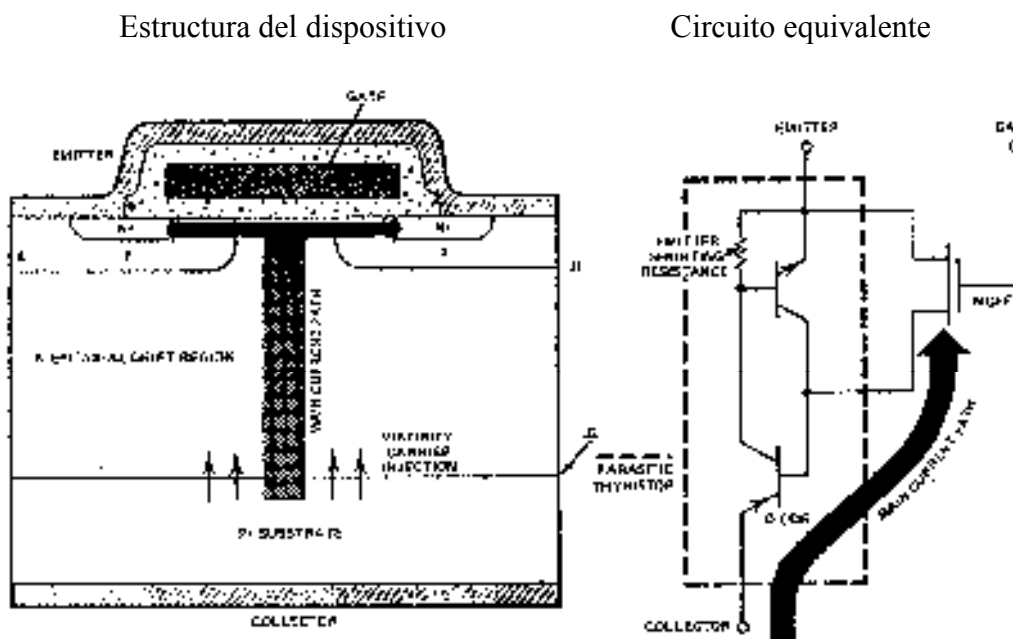


Figura 3.3 El Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT)

Un IGBT tiene una capacitancia de entrada aproximadamente de 1 décima que la de un MOSFET equivalente pero la capacitancia de traslape G-C es comparable y por lo tanto el efecto Millar puede ser más significativo en circuitos de control idénticos o similares son frecuentemente usados por los dos dispositivos como un MOSFET, hay un voltaje de umbral de E-G de 2-5V que si son excedidos antes fluirá una corriente significativa

La acción básica de el encendido del IGBT es similar a de un MOSFET, empezando un proceso monótono que ocurre rápidamente, entonces el proceso no recombinado es envuelto.

El apagado de un IGBT es un proceso doble en el cuál el transistor bipolar de potencia ahora juega un rol dominante. Hay una reducción distintiva en la velocidad de decaimiento de corriente, debido a la acción del BJT. La primera etapa, o reducción de corriente del MOSFET, es largamente controlado por la variación en la cual la carga es extraída de la capacidad de compuerta

Un IGBT, casi siempre es usado como un switch. La extinción es efectuada meramente por permitir descargarse por un resistor externo R. El tiempo de apagado es menor de 10 μ s. puede ser reconocida, la parte inicial de la caída es menor que 0.2 μ s.

La polarización inversa no es usada en un IGBT.

A continuación se muestra una tabla con ciertas propiedades comparativas entre el IGBT y el MOSFET. El uso del IGBT N es reportado a ser más efectivo el costo que el MOSFET en aplicaciones de alta potencia.

3.2 AREA DE TRABAJO SEGURO DEL IGBT (PARAMETROS)

El área de trabajo seguro es de características similares a la del MOSFET de potencia, sin que aparezca el límite de la segunda ruptura típica de los transistores bipolares de Potencia. La caída de tensión en directo del dispositivo es de unos 5V como máximo, y aumenta con la temperatura por lo que la puesta en paralelo asegura una buena distribución de la corriente, característica muy similar a la del MOSFET de potencia.

Las limitaciones que se imponen al IGBT para un funcionamiento dentro de su SOA son idénticas a las del MOSFET de potencia:

- ◆ Corriente máxima directa.
- ◆ Tensión máxima entre drenador y surtidor, que depende de la tensión de ruptura del transistor PNP.
- ◆ Temperatura de la unión máxima, usualmente de 150 °C.

Los datos técnicos de los IGBT siguen una nomenclatura similar a la usada en los transistores bipolares y a los MOSFET, estableciendo la siguiente correspondencia:

- ◆ **El colector (C)** del IGBT correspondería al colector (C) del BJT.
- ◆ **El emisor (E)** del IGBT correspondería al emisor (E) de BJT.
- ◆ **La puerta (G)** del IGBT correspondería a la puerta (G) de MOSFET o base (B)

Dado el gran auge de los convertidores con MOSFETS e IGBT, se han desarrollado productos específicos para este tipo de dispositivos, cuya característica de control es muy similar y no precisa elevados niveles de potencia para su control. Son varios los fabricantes los que ofrecen este tipo de productos, algunos de ellos los incluyen dentro del Smart Power o potencia inteligente, y presentan una serie de características comunes como describo a continuación.

Entradas que admitan niveles lógicos tanto TTL como CMOS para su conexión con el circuito de control.

- ◆ La salida o salidas hacia los dispositivos de potencia están diseñadas para asegurar la puesta en conducción del semiconductor de forma satisfactoria, con tiempos de conmutación reducidos, aislados del circuito de control y en el caso de accionamiento de varios dispositivos, proporcionan aislamiento entre todas las salidas.
- ◆ Inmunidad frente a los diferenciales de tensión elevados (típicos en la electrónica de potencia).
- ◆ Posibilidad de manejar altas tensiones con el circuito de potencia
- ◆ Protecciones frente a posibles cortocircuitos que se puedan producir y eventuales contactos entre la parte de potencia y el integrado de interfase.
- ◆ Posibilidad de trabajar a altas frecuencias de conmutación
- ◆ La potencia absorbida por el conjunto de los circuitos de puerta no debe afectar a la eficiencia global del dispositivo, luego el consumo del dispositivo debe ser bajo.

3.3 EL TIRISTOR DASACTIVADO POR COMPUERTA (GTO)

El conmutador de bloqueo por puerta (GTO), es un interruptor semiconductor que permite el control de paso de corriente. El control que se puede ejercer es de todo o nada, ya que no se puede ejercer ningún tipo de control sobre la corriente que lo atravesará, al igual que ocurre con el tiristor.

El GTO combina las mejores características de l tiristor con las del transistor bipolar. Como los tiristores puede soportar tensiones elevadas cuando esta bloqueado, y en estados de conducción puede conducir picos de corriente muy por encima de sus posibilidades medias. Como el transistor puede pasar a conducir y bloquearse a elevada velocidad, mediante el control de su terminal de puerta o GATE.

Encendido. El GTO tiene una estructura muy digital, sin compuerta regenerativa. En consecuencia se requiere un pulso grande inicial de disparo, para activarlo. Los valores minimos y máximos de I_{GM} se pueden deducir de las hojas de datos. El valor de la tasa de di/dt en función del tiempo de activación se ve en las hojas de datos del dispositivo. La rapidez de aumento de la tasa de corriente de compuerta, di/dt , afecta las pérdidas por conducción del dispositivo. La duración del pulso del I_{GM} no debe ser menor que l mitad del mínimo de tiempo que aparezca en la hoja de especificaciones de la hoja de datos. Se requiere mayor periodo si la tasa di/dt de la corriente del ánodo es baja, para poder mantener a I_{GM} hasta que se establezca un valor suficiente de la corriente anódica.

Estado de encendido. Una vez que el GTO se activa, debe continuar la corriente en sentido ditrecto de la compuerta durante todo el periodo de conducción, para asegurar que el dispositivo permanezca en conducción. En caso contrario no puede permanecer en conducción durante el periodo en estado de encendido. La corriente de estado de encendido en la compuerta debe ser, como mínimo, el 1% del pulso de activación para asegurar que la compuerta mantenga la retención.

Apagado. El funcionamiento de un GTO en el apagado esta influido por las características del circuito de apagado de compuerta. En consecuencia esta características deben coincidir con los requisitos de apagado. El proceso de apagado implica extracción de la carga de la compuerta, el periodo de avalancha de la compuerta y la disminución de la corriente anódica. La cantidad de extracción de la carega es un parámetro del dispositivo, y su valor no se afecta en forma importante por las condiciones del circuito externo. La corriente pico inicial de apagado y el tiempo de apagado, parámetros importantes del proceso de apagado, dependen de los componentes del circuioto externo. El GTO tiene una larga cola de corriente de apagado, al final del apagado, y el siguiente encendido debe esperar hasta que se haya disipado la carga residual del ánodo, por el proceso de recombinación.

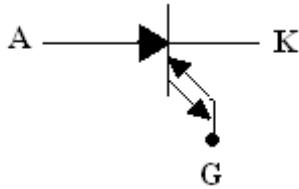


Figura 3.1 Símbolo del GTO

Los GTO, como los SCR, pueden pasar al estado de conducción al aplicar en GATE una corriente positiva, y pasar al estado de bloqueo aplicando una señal negativa en su terminal de control.

Las ventajas más significativas de los GTO sobre los SCR son las siguientes

- ◆ Eliminación de los componentes necesarios en la conmutación forzada de los SCR, con lo que se obtiene una apreciable reducción en el diseño, en los costes, en el peso y el volumen del convertidor.
- ◆ Como tienen un rápido descebado, se consiguen mayores frecuencias de conmutación que con los SCR
- ◆ Con su uso se mejora la eficiencia de los convertidores.
- ◆ Se reduce el ruido acústico y electromagnético al eliminar los elementos para producir la conmutación forzada y al poder trabajar a frecuencias mayores.

Frente a los transistores bipolares, los GTO, en aplicaciones de baja potencia, tienen las siguientes ventajas:

- ◆ Soportan mayores tensiones de bloqueo.
- ◆ Pueden conducir picos de corriente muy superiores a la corriente media.
- ◆ Alta ganancia en ON. La ganancia en conducción se define como el cociente entre la corriente que circula por el interruptor (el ánodo en este caso) y la corriente en el terminal de control (GATE).

- ◆ La señal de puesta en conducción puede ser de corta duración, debido al proceso de autocebado propio en estos dispositivos.
- ◆ El GTO se mantiene en saturación gracias a su acción regenerativa, mientras que El bipolar tiende a salir de la saturación.

Por otra parte también podemos encontrar ciertas desventajas, pero estas son menos importantes que las ventajas que ofrece, dichas desventajas son:

- ◆ El GTO tiene una baja ganancia en OFF.
- ◆ Requiere una corriente negativa relativamente elevada para el descebado.
- ◆ La caída de tensión en directo, por ejemplo de un GTO de 550 A y 1200 V, es de 3.4V. Por lo que vemos que es bastante mayor que la de un SCR, que suele entre 1.15 y 2.5V.

3.4 PARAMETROS DEL GTO

Los parámetros de los estados de conducción y bloqueo son los mismos que los de un SCR. Solo son diferentes las características a de puerta de descebado y que son las que veremos a continuación.

- ◆ **IGT** Corriente continua de puerta para disparo. Es el valor más bajo de intensidad de puerta capaz de disparar el GTO, a la temperatura de encapsulado específica, tensión ánodo cátodo y corriente en estado de conducción.
- ◆ **VGT** Tensión de puerta para disparo. Es el valor más bajo de intensidad de puerta capaz de producir el disparo del GTO, a la temperatura de encapsulado específica, tensión ánodo-cátodo y corriente en estado de conducción.
- ◆ **+IGM** Máximo pico positivo de intensidad de puerta. Se da para una anchura del pulso de puerta.
- ◆ **-IGM** Máximo pico negativo posible de intensidad de puerta. Es el máximo pico negativo posible de corriente de puerta, cuando el GTO esta en OFF.

- ◆ - V_{GRM} Máximo pico negativo de tensión de puerta repetitivo (reiterativo).
Es la máxima tensión negativa de puerta que debe ser aplicada inmediatamente después del descebado para prevenir o asegurar que no se vuelva a disparar el GTO.

- ◆ I_{RQG} Intensidad de conducción controlable. Es el valor pico de la intensidad en estado de conducción

3.5 BLOQUEO DEL GTO

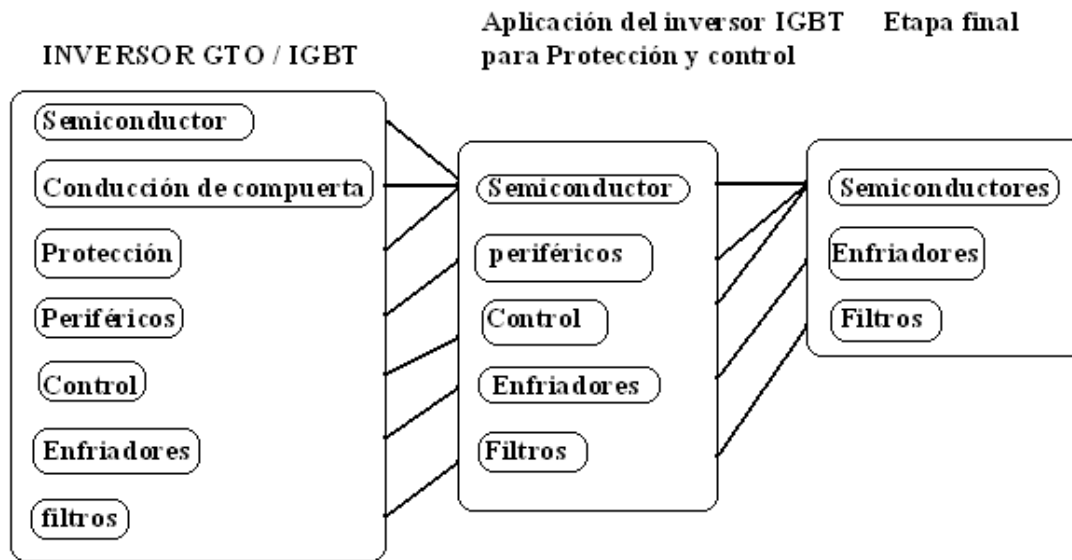
Para descebar con éxito el GTO, debe conectarse una fuente de tensión negativa, entre 5V y -10V, de baja impedancia entre puerta y cátodo. El pico de corriente negativa de puerta es entonces determinada por la resistencia interna puerta-cátodo y por la corriente de ánodo a bloquear, siendo del orden de 2 a 5 veces menor que la corriente que circula por el ánodo.

El circuito adecuado para una determinada aplicación depende en gran manera de si es necesario o no el aislamiento y del margen de frecuencias y ciclos de trabajo de la conmutación. El aislamiento de la señal de control es importante en fuentes de alimentación conmutadas y sistemas de control de velocidad de motores.

Existen comercialmente circuitos de excitación de GTO's (drivers) que permiten controlar el dispositivo a partir de la etapa de control del sistema. Dichos circuitos se encargan de proporcionar las señales adecuadas en el disparo y en el bloqueo del dispositivo. Si el margen de variación del ciclo de trabajo es limitado, como en las fuentes de alimentación conmutadas, que se encuentra entre el 5 y el 50%, se puede utilizar un condensador en serie con la puerta.

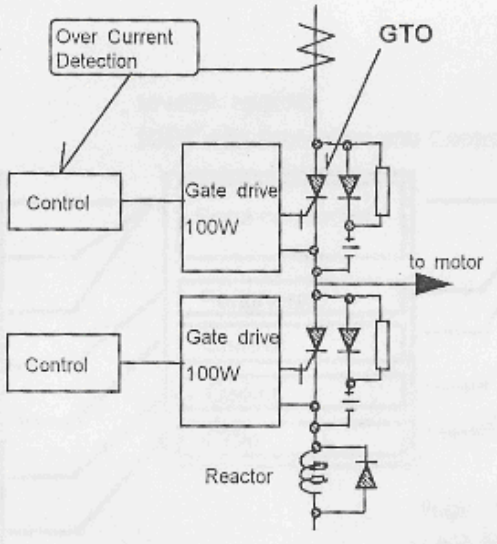
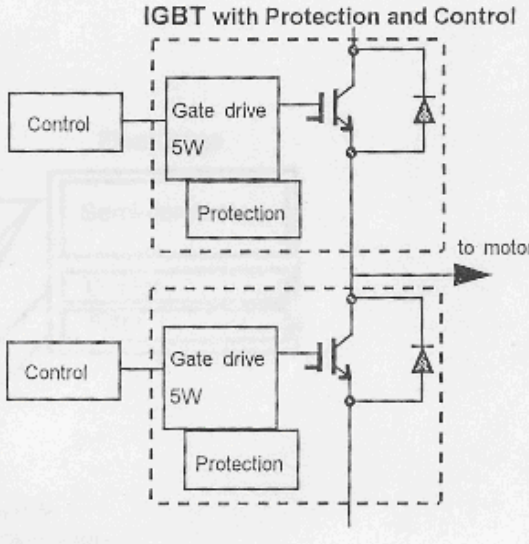
3.6 COMPARACIÓN

DESARROLLO DEL INVERSOR PARA SISTEMAS RODANTES



Alta rentabilidad
Menor mantenimiento
Menor peso y pérdidas
Bajo costo

COMPARACION ENTRE EL IGBT Y EL GTO CON PROTECCION Y CONTROL

GTO	IGBT with Protection and control
	
Numero de componentes POCOS	Numero de componentes MUCHOS
Consumo de energia 100W (Dispositivo fuente de corriente)	Consumo de energia 5W (dispositivo fuente de voltaje)
frecuencia de conmutación ARRIBA DE 1KHz	frecuencia de conmutación ARRIBA DE 20 KHz

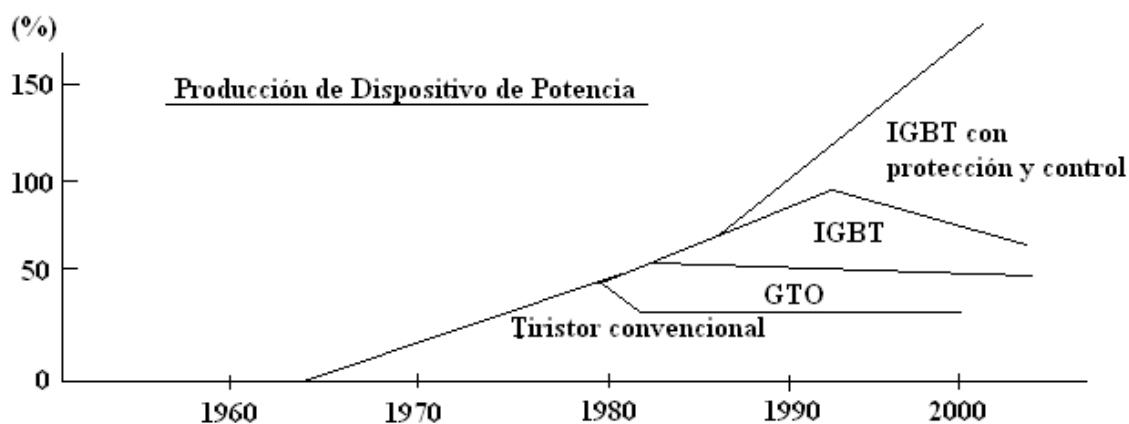
DESARROLLO DEL SISTEMA DE PROPULSIÓN

año	1970	1980	1990	2000
	Tiristor convencional	GTO	IGBT	IGBT con protección y control
	capacidad grande	apagado mismo	bajas pérdidas de alta frecuencia	protección misma

DESARROLLO DEL DISPOSITIVO DE POTENCIA

DISPOSITIVO DE POTENCIA PARA SISTEMA RODANTE

Japón	tiristor convencional	GTO	IGBT	IGBT con protección y control
Europa	tiristor convencional	GTO	IGBT	IGBT con protección y control



IGBT CON PROTECCION Y CONTROL

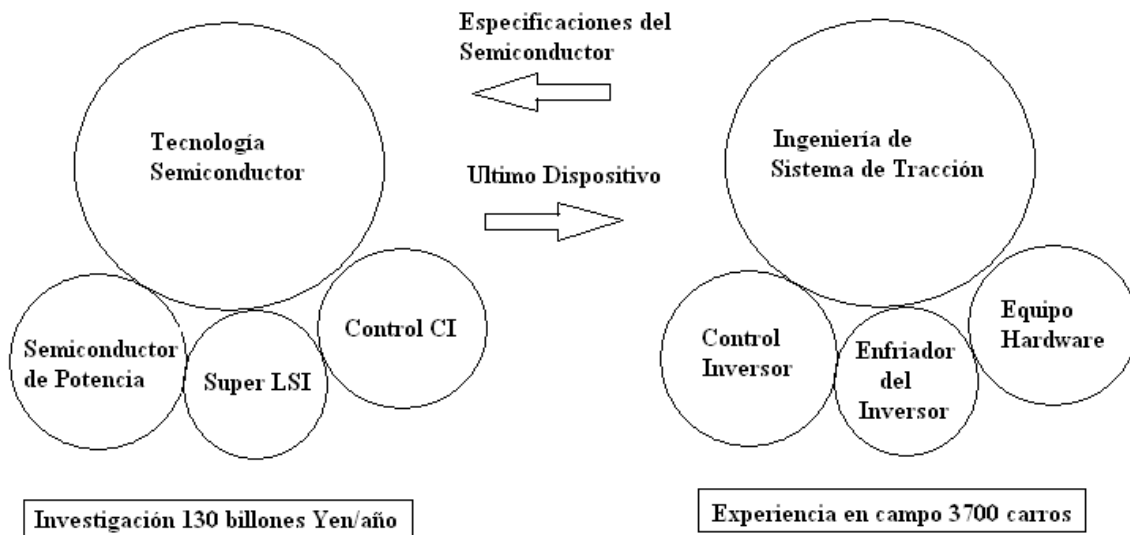
Nuevo dispositivo con sensor de protección misma en adición a altas velocidades y bajas pérdidas

Chip de potencia, función de protección misma, conducción en un modulo

Dispositivo de potencia ideal para realizar

Capacidad grande, bajas pérdidas, alta frecuencia, baja conducción de potencia, protección misma

**Desarrollo del IGBT con protección y control
Y sistemas necesarios.**



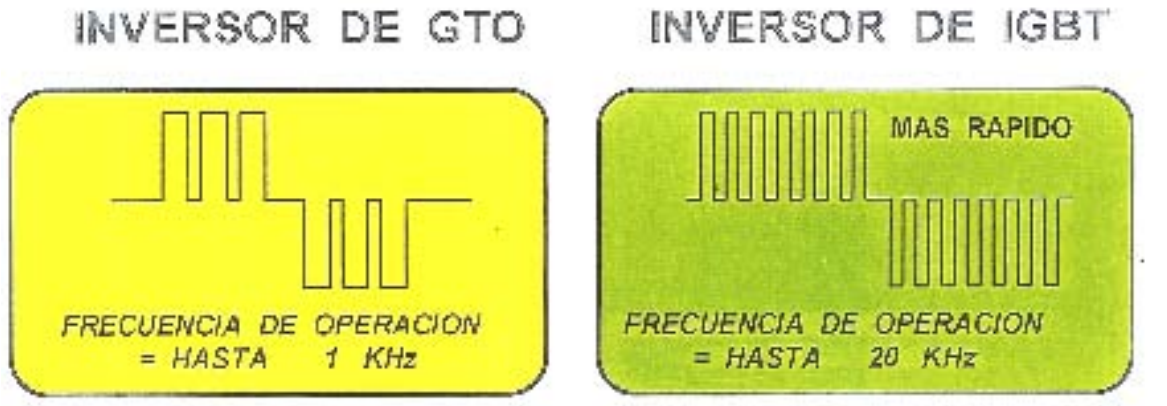
ALTA CONFIABILIDAD

- ◆ **Falla a tierra por contaminante etc.**
- ◆ **Grande corriente de falla para el IGBT con protección y control**
- ◆ **Interrupción de corriente de falla por la misma función de protección del IGBT con Protección y control.**
- ◆ **Función normal del IGBT con protección y control**
- ◆ **Sin retardo en servicio comercial**

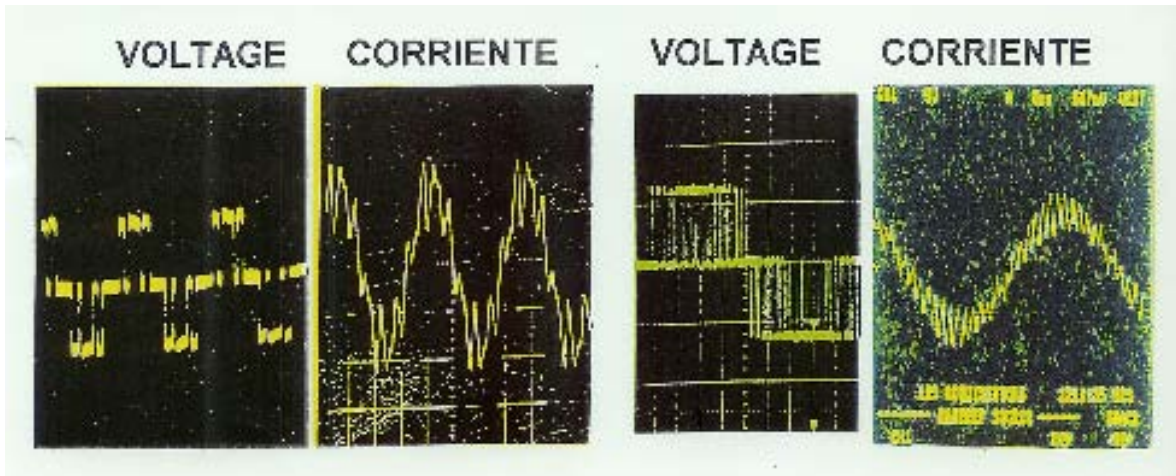
**COMPARACION ENTRE
VVVF DE GTO Y VVVF DE IGBT**

	PESO	VOLUMEN	CONSUMO DE ENERGÍA	RUIDO
VVVF DE GTO	100%	100%	100%	
VVVF DE IGBT	82%	60%	50%	SILENCIOSO -3 DB O MENOS

Ventaja n.-1 Funcionamiento rápido

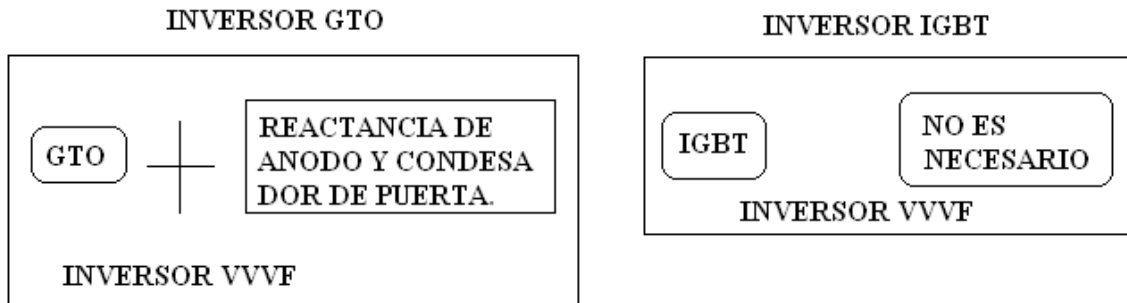


Forma de onda de salida en cada inversor



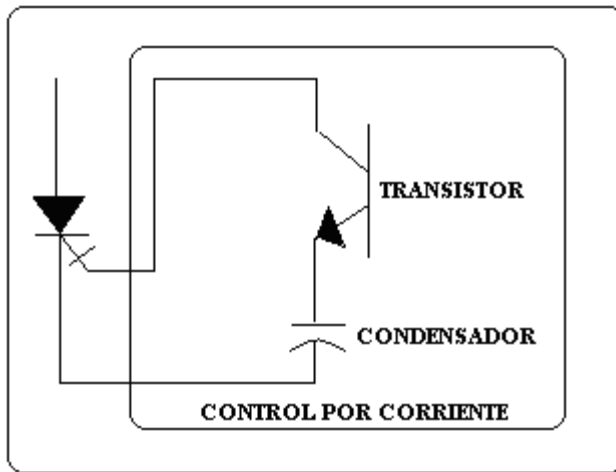
El IGBT puede generar mejor forma de onda para el motor por lo que el motor puede girar silenciosamente como se puede observar en la figura.

Ventaja N.-2 EL INVERSOR IGBT ES PEQUEÑO Y LIGERO.



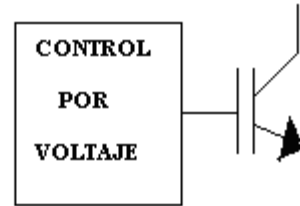
VENTAJA No.3 PEQUEÑA ENERGIA DE CONTROL

INVERSOR GTO



**ENERGIA DE CONTROL:
APROX.= 100 W**

INVERSOR IGBT



**ENERGIA DE CONTROL:
APROX.= 5W**

LA ENERGÍA DE CONTROL DEL IGBT ES MUY PEQUEÑA Y EL CONTROL DEL IGBT ES FÁCIL

CAPITULO 4

CONTROL DEL TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA (IGBT)

4.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO, INVERSOR MONOFASICO DE MEDIO PUNTE CON MODULACION DE ONDA CADRADA Y ALIMENTADO POR FUENTE DE TENSION (VSI)

Los convertidores de cd a ca se llaman inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de cd a un voltaje simétrico de salida de ca, con la magnitud y frecuencia deseadas. El voltaje de salida podría ser fijo o variable, a una frecuencia fija o variable.

Las formas de onda del voltaje de salida de los inversores ideales deberían ser sinusoidal. Sin embargo, las de los inversores prácticos no son sinusoidales y contienen ciertas armónicas. En aplicaciones de baja potencia e intermedia se pueden aceptar voltajes de onda cuadrada o de onda casi cuadrada, y para aplicaciones de alta potencia se requieren formas de onda sinusoidal con poca distorsión. Con la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, se pueden minimizar los contenidos de armónicas del voltaje de salida, o al menos reducirlos en forma importante, mediante técnicas de conmutación.

Los inversores se usan mucho en aplicaciones industriales, como por ejemplo en impulsores, variadores de velocidad de motores de ca y velocidad variable, m en fuentes de alimentación de reserva o sistemas de potencia ininterrumpibles etc.

Los inversores se pueden clasificar en dos tipos:

- 1) Inversores monofásicos
- 2) Inversores trifásicos

Cada uno puede usar dispositivos controlados de encendido y apagado.

Estos inversores usan en general señales de control por modulación por ancho de pulsos (PWM) para producir un voltaje de salida de ca. Un inversor se llama inversor alimentado por voltaje (VFI) si el voltaje de entrada permanece constante ó inversor alimentado por corriente (CFI) si la corriente de entrada se mantiene constante, y convertidor enlazado con cd variable si el voltaje de entrada es controlable.

El esquema de dicho inversor se puede observar en la siguiente figura . Los semiconductores controlados de potencia se representan por medio de interruptores

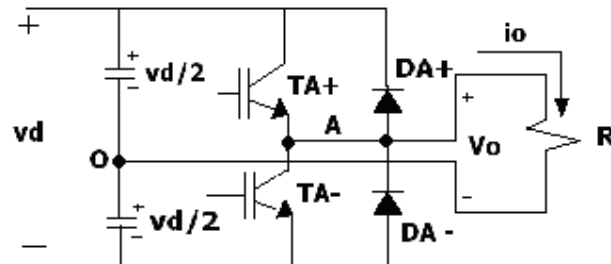


Figura 4.1 inversor monofásico de medio puente

Cuando: T_{A+} está encendido, durante $T/2$ (180°) $V_{A0} = V_d/2$(4.1)

T_{A-} está encendido, durante el otro medio ciclo $T/2$ (180°) $V_{A0} = -V_d/2$...(4.2)

El diseño del circuito de control ha de tener en cuenta que los IGBTs no estén en conducción al mismo tiempo con el fin de originar un cortocircuito. Por lo tanto en la puesta en conducción de los transistores de una rama y la desconexión de otro habrá que dejar transcurrir un cierto tiempo conocido tiempo muerto o “blacking time”.

Las formas de onda de las principales magnitudes del circuito, se pueden ver en la siguiente figura 4.15

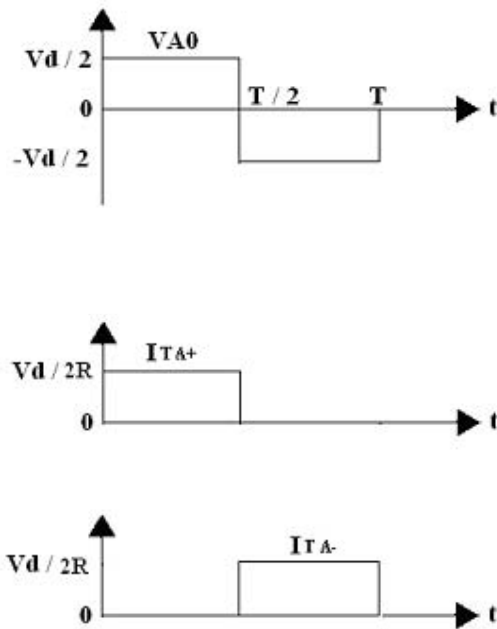


Figura 4.2 forma de onda para el inversor monofásico

En este caso, en el que la carga esta formada por una resistencia pura, los diodos colocados en antiparalelo con los interruptores nunca conducen, ya que cuando la tensión aplicada a la carga es positiva, la intensidad es positiva, y cuando la tensión es negativa la intensidad es negativa es decir tanto la intensidad y el voltaje están en fase en todo instante de tiempo. No ocurrirá lo mismo cuando la carga esta formada por resistencia e inductancia, siendo en este caso el ángulo de conducción de los diodos función del ángulo de desfase de la carga.

Este inversor requiere una fuente de poder de DC, con tres tomas o simétrica, siendo la tensión inversa que soporta un semiconductor cuando está cortado de V_d (tensión total de la fuente de continua).

Los valores de la tensión eficaz, amplitud de la componente fundamental y amplitud de los valores armónicos, de la tensión aplicada a la carga son:

$$V_{AO} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_d^2}{4} dt} = \frac{V_d}{2} \dots\dots\dots(4.3)$$

$$(\bar{V}_{AO})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1,273 \left(\frac{V_d}{2} \right) \dots\dots\dots(4.4)$$

$$(\bar{V}_{AO})_h = \frac{(\bar{V}_{AO})_1}{h} \dots\dots\dots(4.5)$$

La tensión V_{AO} puede ser expresada en serie de fourier como:

$$V_{AO} = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} \text{sen}(h\omega t) \dots\dots\dots(4.6)$$

Cuando la carga esta formada por resistencia e inductancia en serie, el período de conducción de los transistores IGBTs variará de 90° a 180°, quedando fijado su valor por el ángulo de desfase de la carga.

La intensidad que circula por una carga formada por resistencia e inductancia **RL**, se puede obtener a partir de la siguiente expresión:

$$i_o = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4}{h \pi} \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{R^2 + (h \omega L)^2}} \text{sen}(h \omega L - u) \dots\dots\dots(4.7)$$

donde: $u_h = \text{arctg} \left(\frac{h \omega L}{R} \right) \dots\dots\dots(4.8)$

Si llamamos I_{01} , al valor eficaz de la componente fundamental de la corriente que circula por la carga, la potencia consumida, debida a dicha componente $h=1$ se puede calcular como:

$$P_{01} = V_{A01} I_{01} \cos(\mu_1) = I_{01}^2 \cdot R \dots\dots\dots(4.9)$$

$$= \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{h \pi} \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{R^2 + (h \omega L)^2}} \right]^2 \cdot R \dots\dots\dots(4.10)$$

4.2 INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE CON MODULACION DE ONDA CUADRADA

En la figura se representa el esquema para este tipo de inversor. La técnica de modulación utilizada hace que los transistores IGBT sean controlados en parejas, (T_{A+}, T_{B-}) y (T_{A-}, T_{B+}) con un desfase entre ellos de 180° .

Cuando:

$$(T_{A+}, T_{B-}) \text{ están en ON: } \left\{ \begin{array}{l} V_{A0} = \frac{V_d}{2} \\ V_{B0} = -\frac{V_d}{2} \end{array} \right. \Rightarrow V_{AB} = V_{A0} - V_{B0} = V_d \dots\dots(4.11)$$

$$(T_A - T_{B+}) \text{ esta en ON: } \left\{ \begin{array}{l} V_{A0} = -\frac{V_d}{2} \\ V_{B0} = \frac{V_d}{2} \end{array} \right. \Rightarrow V_{AB} = V_{A0} - V_{B0} = -V_d \dots\dots\dots(4.12)$$

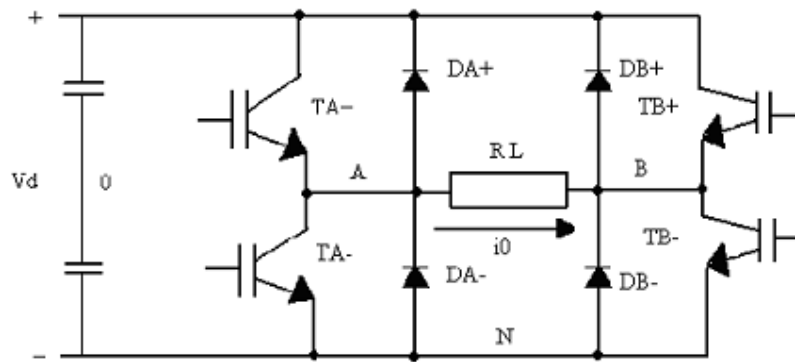


Figura 4.3 Inversor monofásico en puente

Las formas de onda más representativas ser observan en la figura

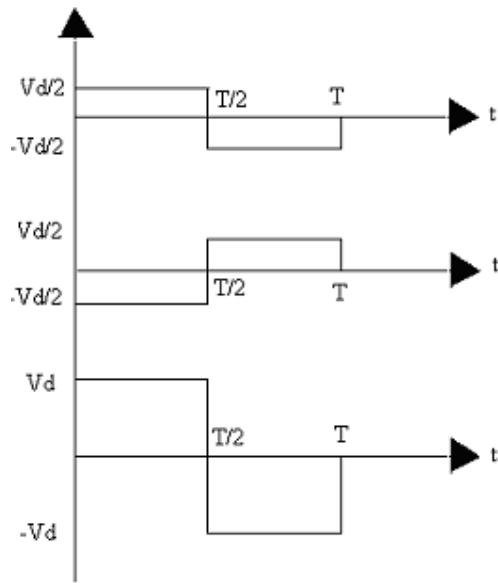


Figura 4.4 formas de onda para el inversor monofásico en puente

De igual forma que se hizo con el inversor de medio puente, se puede obtener el valor eficaz y las amplitudes de la componente fundamental y de los armónicos de la tensión aplicada a la carga, es el doble de los valores del inversor de medio puente.

$$V_{AB} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} V_d^2 \cdot dt} = V_d \dots \dots \dots (4.13)$$

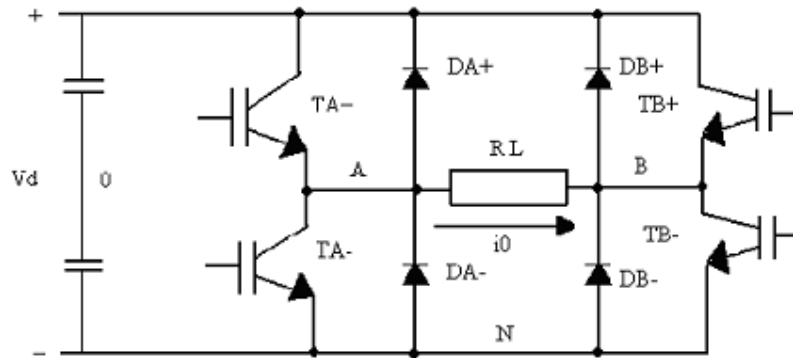
$$(\bar{V}_{AB})_1 = \frac{4}{\pi} V_d = 1.273 V_d \dots \dots \dots (4.14)$$

$$(\bar{V}_{AB})_h = \frac{4}{\pi h} V_d \dots \dots \dots (4.15)$$

4.3 TÉCNICA DE MODULACIÓN POR CANCELACIÓN DE TENSION

Esta técnica de modulación se aplica sobre el inversor monofásico en puente, que se puede observar en la figura (4.3). Dicha técnica se puede realizar un control independiente de cada una de las ramas de inversor. Los interruptores de una misma rama, se controlarán utilizando la técnica de modulación de onda cuadrada, con un desfase entre el control de ambas menor de 180° , en nuestro caso $(180^\circ - \alpha)$.

La forma de onda de la tensión aplicada a la carga, obtenida con este tipo de modulación se puede ver en la figura (4.5). El ángulo β se puede expresar en función de α , de acuerdo con la siguiente expresión, sin más que tener en cuenta pequeñas consideraciones geométricas.



$$\beta = \frac{(180^\circ - \alpha)}{2} = 90^\circ - \frac{\alpha}{2} \dots\dots\dots(4.16)$$

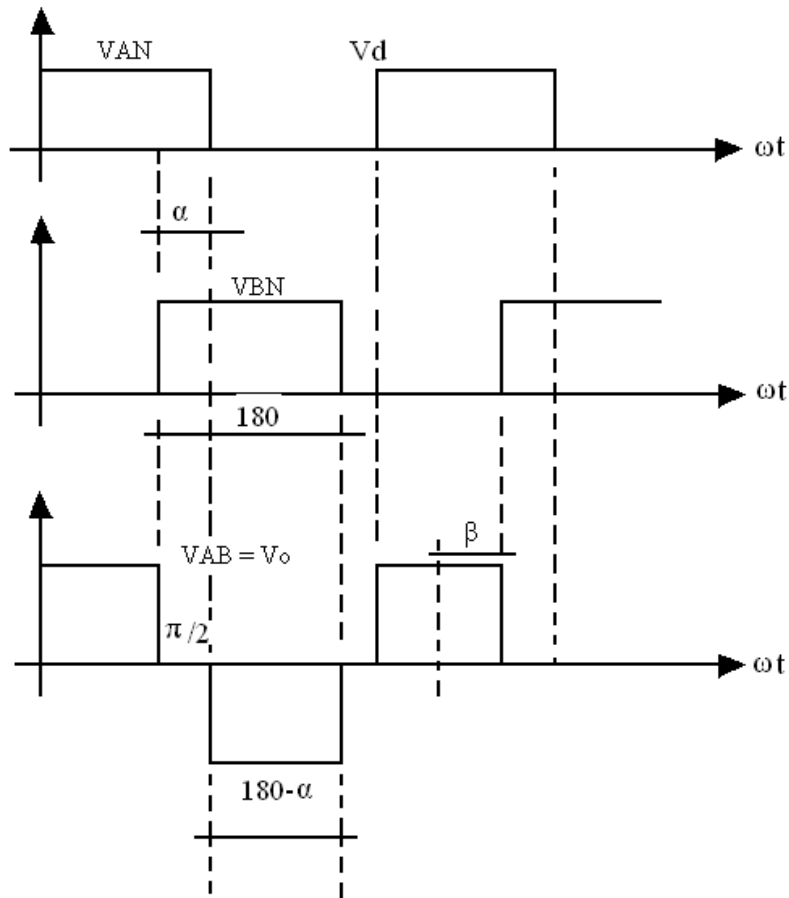


Figura 4.5. Formas de onda para el inversor monofásico en puente.
Modulación por cancelación de tensión.

función par, con simetría de media onda, luego el cálculo del desarrollo en serie de fourier puede ser simplificado del siguiente modo:

$$(V_o)_h = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_d \cos(h \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega t) \dots\dots\dots(4.17)$$

Que realizando operaciones nos queda.

$$\begin{aligned} &= (V_o)_h = \frac{4}{\pi} \int_0^{\beta} V_d \cos(h \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega t) \\ &= \frac{4}{h \pi} V_d \cdot \text{sen}(h \cdot \beta) \rightarrow h = 1, 3, 5, 7 \dots\dots\dots(4.18) \end{aligned}$$

Está técnica de modulación es muy apropiada cuando nos interesa eliminar un armónica concreto en la tensión aplicada en la carga.

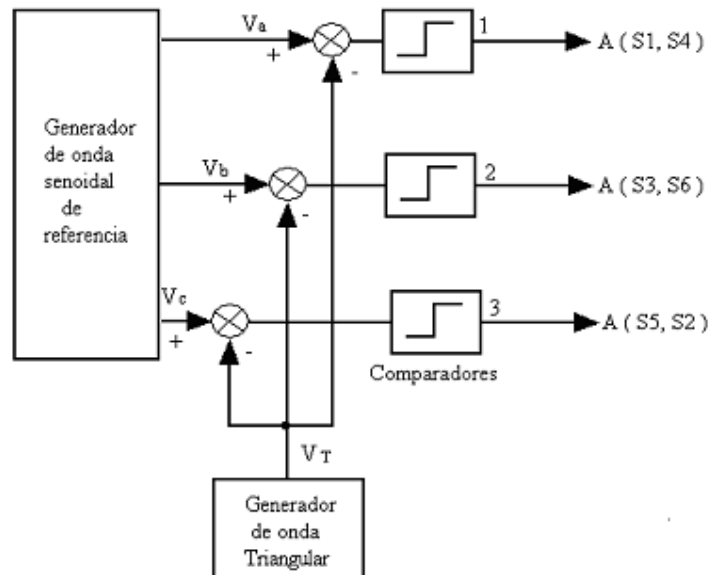
4.4 ESQUEMA DEL PWM (MODULACION POR ANCHO DE PULSOS) INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE.

La modulación por anchos de impulsos (**PWM, Pulse Width Modulation**) proporciona un método de disminuir el factor THD de la corriente de carga. Una salida de un inversor PWM, con algo de filtrado, en general cumple las especificaciones de THD con más facilidad que el esquema de conmutación de onda cuadrada. La salida PWM sin filtrar tendrá un factor THD relativamente elevado, pero los armónicos tendrán unas frecuencias mucho más altas que las de la onda cuadrada, haciendo más sencillo el filtrarlos.

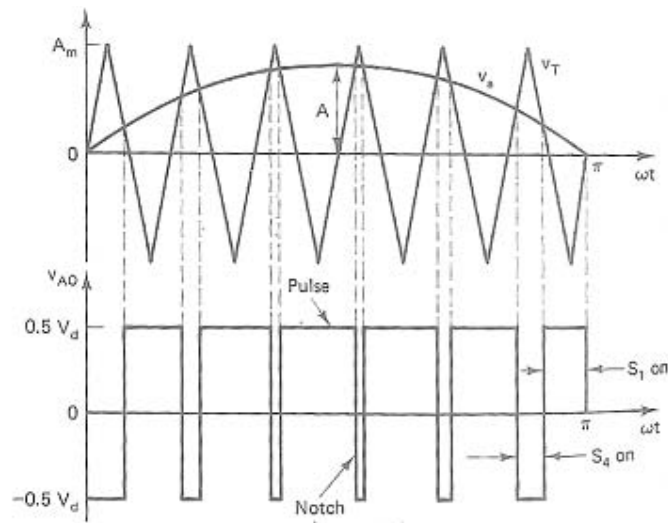
En la modulación PWM, la amplitud de la tensión de salida se puede controlar por medio de las formas de onda moduladoras. Dos ventajas de la modulación PWM son la reducción de los requerimientos de filtro para reducir los armónicos y el control de la amplitud de salida. Entre las desventajas se puede decir que los circuitos de control de los interruptores son más complejos, y que hay unas mayores pérdidas debidas a una conmutación más frecuente.

El control de los interruptores para la salida sinusoidal PWM requiere:

- 1.- Una señal de referencia, llamada a veces señal de control o moduladora, que en este caso es una senoide.
- 2.- Una señal portadora, que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación.



(a)



(b)

Figura (4.6) Principio de modulación por ancho de pulsos sinusoidal
a) Generación de señales de control b) formas de onda moduladas para $p = 6$

4.5 DEFINICIONES Y CONSIDERACIONES RELATIVAS A LA MODULACIÓN PWM

1.- Índice de modulación de frecuencia mf ; La serie de fourier de la tensión de salida PWM tiene una frecuencia fundamental que es la misma que la de la señal de referencia. Las frecuencias armónicas existen en y alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Los valores de algunos armónicos son bastante grandes, a veces mayores que la frecuencia fundamental. Sin embargo, como estos armónicos se encuentran en frecuencias altas, para eliminarlos puede bastar con un simple filtro paso bajo. El índice de modulación de frecuencia mf se define como la relación entre las frecuencias de las señales portadora y de referencia. Al aumentar la frecuencia de la portadora (aumento de mf) aumentan las frecuencias a las que se producen los armónicos. Una desventaja de las elevadas frecuencias de conmutación son las mayores pérdidas en los interruptores utilizados para implementar el inversor.

2.- Índice de modulación de amplitud ma : el índice de modulación de amplitud ma se define como la relación entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora:

Si $ma \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida, V_1 , es ligeramente proporcional a ma . Es decir,

$$V_1 = ma V_{cc} \dots \dots \dots (4.19)$$

De esta manera, la amplitud de la frecuencia fundamental de la salida PWM está controlada por ma . Esto resulta importante en el caso de una fuente de tensión continua sin regular, por que el valor de ma se puede ajustar para compensar las variaciones en la tensión continua de la fuente, produciendo una salida de amplitud constante. Por otra

parte, m_a se puede variar para cambiar la amplitud de la salida. Si $m_a > 1$, la amplitud de la salida aumenta al incrementarse el valor de m_a , pero no de forma lineal.

3.- Interruptores: los interruptores en el circuito en puente de onda completa deben ser capaces de transportar la corriente en cualquier dirección para la modulación de ancho de pulsos, al igual que lo hacen para operación con una onda cuadrada. Así, son necesarios diodos de realimentación en los dispositivos de conmutación. Otra consecuencia de utilizar interruptores reales es que no se abren o se cierran simultáneamente. Por tanto es necesario tener en cuenta los tiempos de conmutación en el control de los interruptores.

4.- Tensión de referencia: la tensión de referencia sinusoidal debe de generarse dentro del circuito de control del inversor, o tomarse de una referencia externa. Podría parecer que la función del puente inversor es irrelevante, porque se necesita que haya una tensión sinusoidal presente antes de que el puente pueda generar una salida sinusoidal. Sin embargo, la señal de referencia requiere muy poca potencia. La potencia suministrada a la carga proviene de la fuente de potencia de continua, y este es el propósito que se persigue con el inversor. La señal de referencia no está restringida a una señal sinusoidal. La señal podría ser una señal de audio, y el circuito en puente de onda completa podría utilizarse como amplificador de audio PWM.

En un inversor se desea que la salida sea una tensión senoidal de amplitud y frecuencia variable.

Para obtener una tensión senoidal de una frecuencia determinada, con un reducido número de armónicos, utilizaremos esta técnica. Para ello compararemos una señal de control senoidal, de la misma frecuencia que la tensión de salida deseada, con una forma de onda triangular de mayor frecuencia. La frecuencia de la onda triangular, establece la frecuencia de conmutación del inversor (interruptor del inversor), y se mantiene constante, junto con su amplitud:

Llamaremos:

- a la forma de onda triangular V_{tri} f_s (frecuencia portadora)

- a la forma de onda senoidal: $V_{control}$ f_i (frecuencia de modulación)

Se define la razón de modulación en amplitud m_a , como:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \dots\dots\dots(4.20)$$

Y la razón de modulación en frecuencia m_f , como:

$$m_f = \frac{f_s}{f_l} \dots\dots\dots(4.21)$$

En el esquema del inversor de medio puente, se observa en la figura, cuando

$$V_{control} > V_{tri} \rightarrow T_{A+} (ON) \Rightarrow V_{A0} = \frac{1}{2} V_d \dots\dots\dots(4.22)$$

$$V_{control} < V_{tri} \rightarrow T_{A-} (ON) \Rightarrow V_{A0} = -\frac{1}{2} V_d \dots\dots\dots(4.23)$$

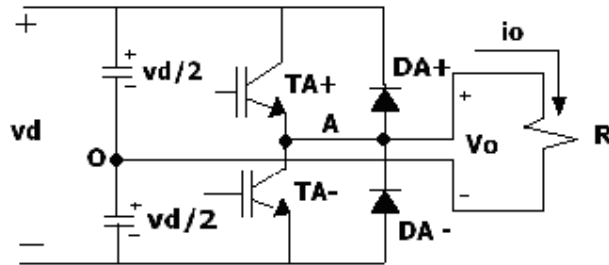


Figura 4.7 inversor monofásico de medio puente

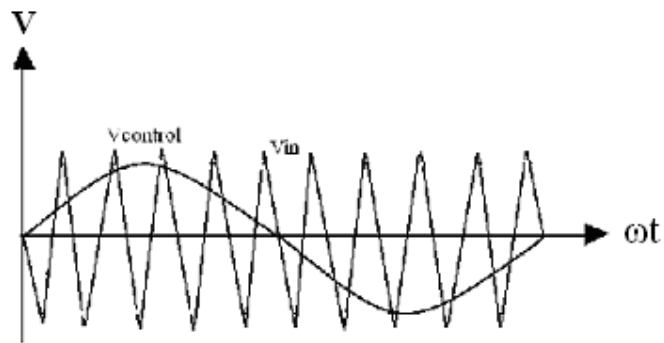
Dado que T_{A+} y T_{A-} no pueden estar en off simultáneamente, V_{A0} varía entre $1/2 \cdot V_d$ y $-1/2 \cdot V_d$.

En la siguiente figura 4.20 podemos observar las formas de onda $V_{control}$, V_{tri} , V_{A0} y la componente fundamental de V_{A0} , así como su espectro de armónicos para $m_f = 15$ y $ma = 0.8$

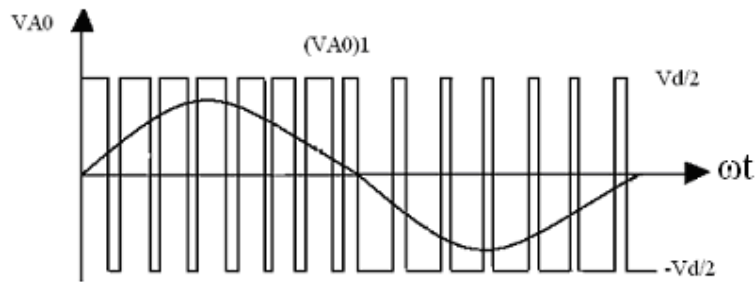
Observando dicho espectro de armónicos podemos realizar las siguientes afirmaciones:

Primera:

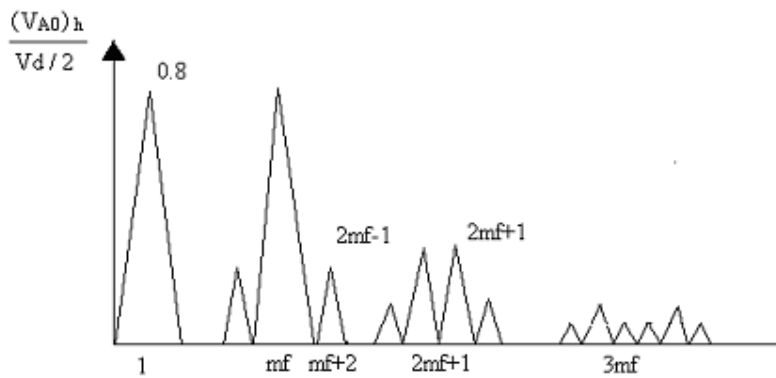
$$(V_{A0})_1 = ma \frac{1}{2} V_d \dots\dots\dots(4.24)$$



(a)



b)



c)

Figura 4.8 a) b) y c) Formas de onda y espectro armónico normalizado de la tensión de salida. Inversor monofásico de medio puente. Control PWM

Segunda:

Los armónicos de la tensión de salida del inversor, aparecen centrados a ambos lados de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos (mf , $2mf$, $3mf$,.....). Estos cumplirán la siguiente ecuación:

Para valores pares de j , los armónicos existen para valores impares de k ; y al contrario, en valores impares de j los armónicos existen en valores pares de k .

Observando el esquema del inversor de medio puente, podemos decir que:

$V_{AN} = V_{A0} + \frac{1}{2} V_d$, por lo que coincidirán, la componente fundamental y los armónicos de las tensiones (V_{AN}) = (V_{A0})h.

Tercera:

Conviene que m_f sea un número entero impar. Ya que de esta forma, V_{A0} es una función impar, con simetría de media onda, teniendo de esta manera, solo términos en seno e impares múltiplos de la frecuencia fundamental al desarrollar el desarrollo en series de fourier.

Cuando m_f , no es un número entero, aparecen subarmónicos de la frecuencia fundamental, que serán tanto mayores cuanto menor sea m_f . Por lo que el valor de m_f no entero sólo es admisible para grandes valores de m_f . Cuando m_f no es entero se habla de un control PWM asíncrono, en caso contrario se habla de un control PWM síncrono.

Por último decir, que dentro del rango lineal ($0 \leq m_a \leq 1$) la máxima amplitud que se puede alcanzar en la componente fundamental de la tensión de salida del inversor es igual, al valor de la tensión de alimentación de continua ($V_d / 2$). Si queremos obtener mayor amplitud, tenemos que utilizar valores de m_a mayores que la unidad, entrando en el intervalo conocido como “ región de sobremodulación “, en el que el contenido de armónicos es mucho mayor. En esta región:

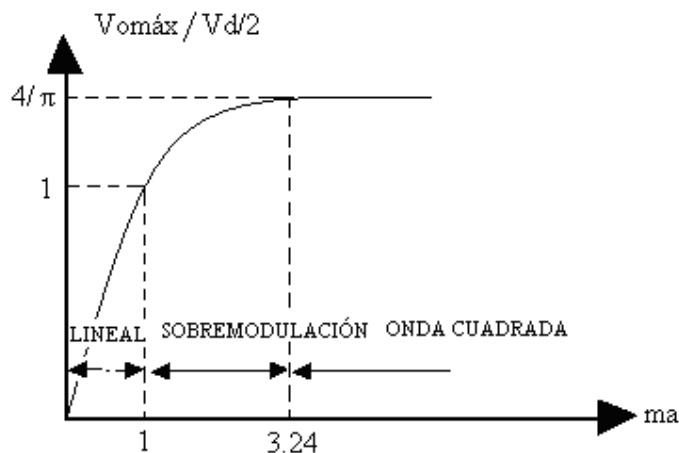


Figura (4.9) Control de tensión por variación de m_a

Para valores grandes de m_a , la tensión de salida degenera en una onda cuadrada. Estas tres regiones de interés se muestran en la siguiente figura, para un valor de m_f igual a 15.

4.6 INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE (PWM)

El esquema para este tipo de inversor se muestra en la figura (4.22). La tensión máxima de salida es dos veces la obtenida con el inversor de medio puente. Lo cual implica que para igual potencia suministrada, la corriente que circula por los semiconductores es la mitad.

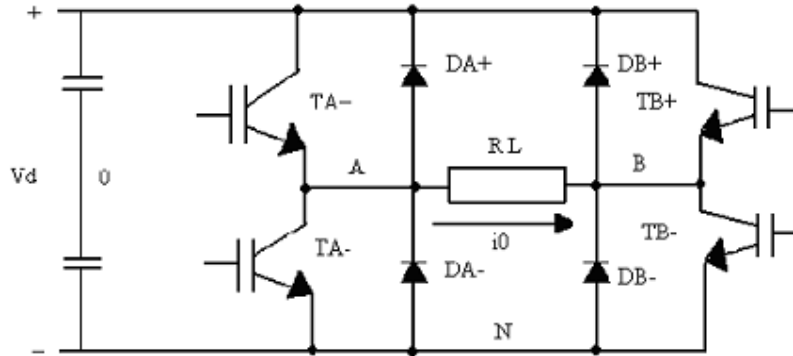
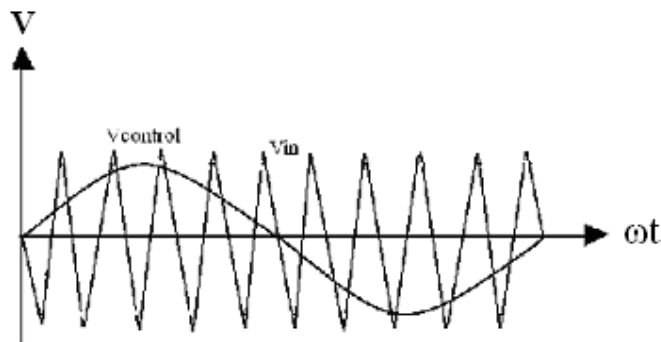


Figura (4.10)

Para este inversor tenemos dos posibles modos de control que estudiaremos a continuación

4.7 PWM CON CONMUTACIÓN DE TENSIÓN BIPOLAR

En este caso los conmutadores (T_{A+} T_{B-}) y (T_{A-} T_{B+}) se controlan a la vez (conmutación por parejas). Las posiciones de los interruptores se determinan de la misma manera que el inversor de medio puente, comparando una tensión senoidal con una triangular.



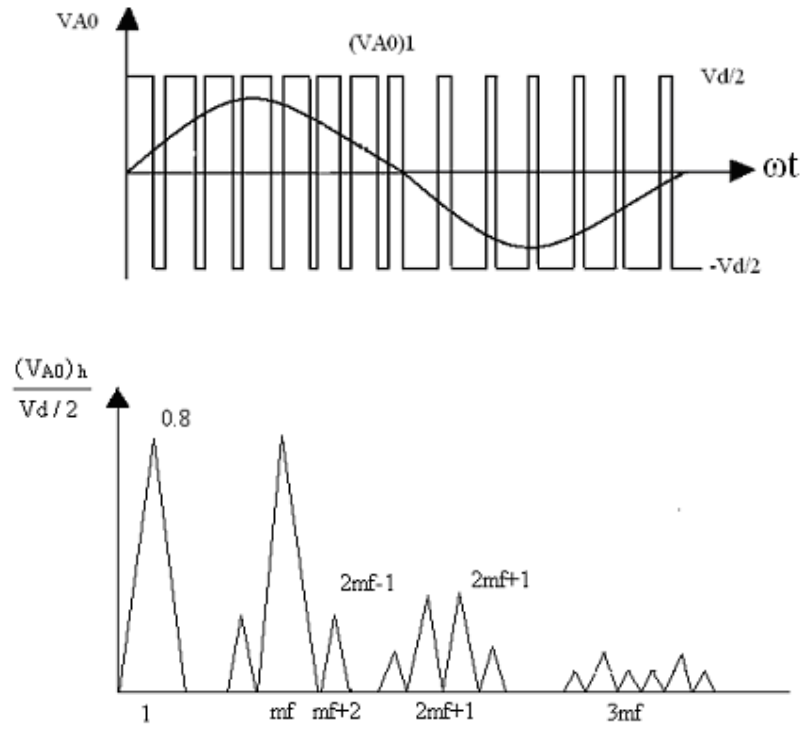


FIGURA (4.11)

Cuando:

$$\left. \begin{aligned}
 T_{A+}(\text{ON}) &\Rightarrow V_{A0} = \frac{1}{2} V_d \\
 T_{A-}(\text{ON}) &\Rightarrow V_{A0} = -\frac{1}{2} V_d
 \end{aligned} \right\} V_0(t) = V_{A0} - V_{B0} = V_d \dots\dots\dots(4.25)$$

Cuando:

$$\left. \begin{aligned}
 T_{A-}(\text{ON}) &\Rightarrow V_{A0} = -\frac{1}{2} V_d \\
 T_{A+}(\text{ON}) &\Rightarrow V_{A0} = \frac{1}{2} V_d
 \end{aligned} \right\} V_0(t) = V_{A0} - V_{B0} = -V_d \dots\dots\dots(4.26)$$

$$(V_{01}) = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1) \quad \text{Zona lineal}$$

$$V_d < V_m < 4/\pi \cdot V_d \quad (m_a > 1) \quad \text{Zona de sobremodulación}$$

La razón por la que se denomina a esta técnica de control, PWM con conmutación de tensión bipolar, se justifica observando la figura (4.11) en la que se observa que la tensión de salida varía entre V_d y $-V_d$.

El espectro armónico coincide con el inversor monofásico de medio puente, teniendo en cuenta que las amplitudes de los armónicos vienen multiplicadas por dos.

4.8 PWM CON CONMUTACIÓN DE TENSIÓN UNIPOLAR

En este caso los interruptores de ambas ramas, no son conmutados simultáneamente utilizando una única tensión de control, sino que las ramas A y B del inversor se controlan de forma independiente. Los interruptores de la rama A se controlan comparando V_{tri} con $V_{control}$, y los de la rama B comparando V_{tri} con $-V_{control}$, como se observa en la figura (4.12).

Rama A:

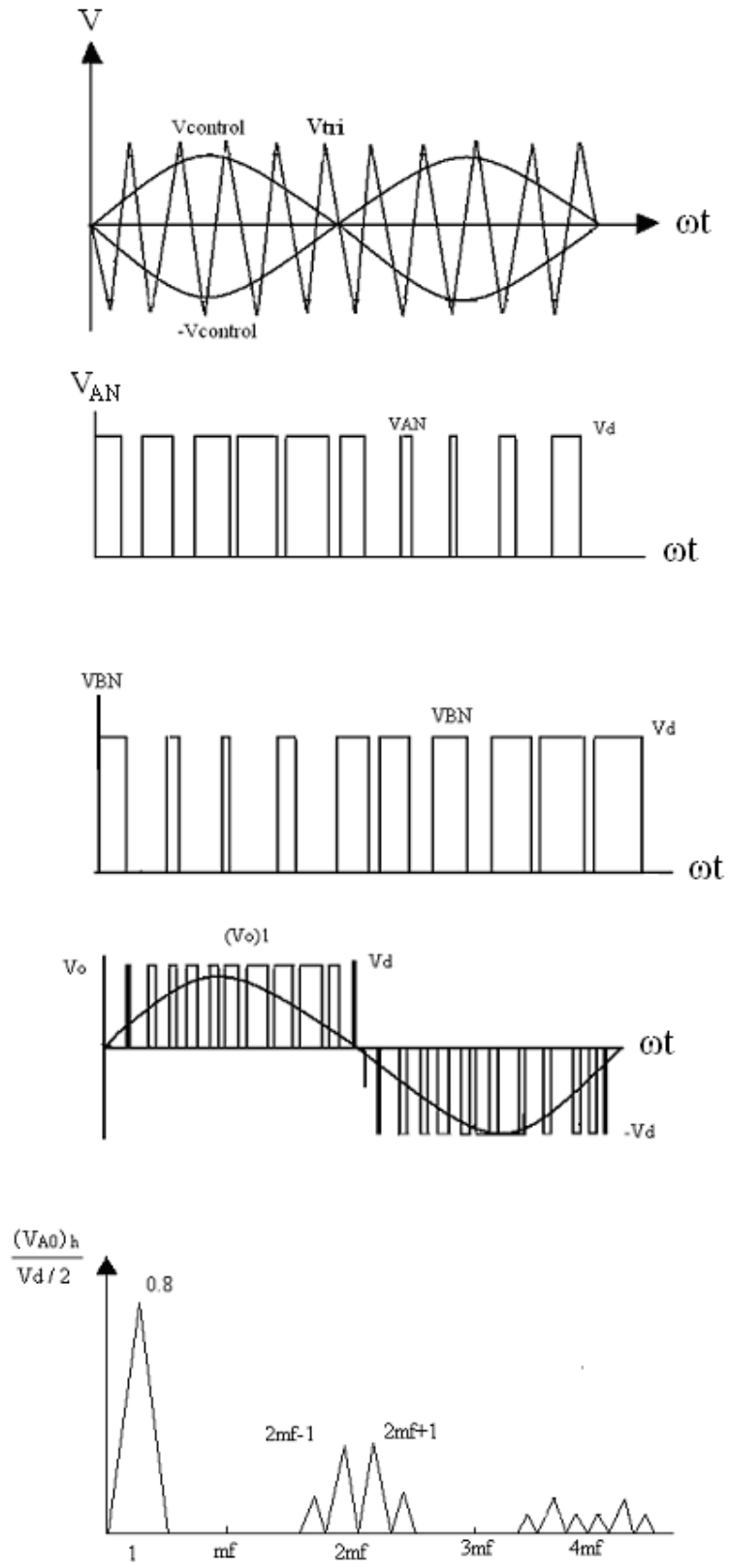
$$V_{control} > V_{tri} \quad T_{A+} \text{ (ON) y } V_{AN} = V_d \dots\dots\dots(4.27)$$

$$V_{control} < V_{tri} \quad T_{A-} \text{ (ON) y } V_{AN} = 0V \dots\dots\dots(4.28)$$

Rama B:

$$(-V_{control}) > V_{tri} \quad T_{B+} \text{ (ON) y } V_{BN} = V_d \dots\dots\dots(4.29)$$

$$(-V_{control}) < V_{tri} \quad T_{B-} \text{ (ON) y } V_{BN} = 0V \dots\dots\dots(4.30)$$



Figura(4.12) Formas de onda y espectro armónico normalizado de la tensión de salida Inversor monofásico en puente con control PWM unipolar

Las cuatro combinaciones de interruptores en conducción y sus correspondientes niveles de tensión son:

$$1) T_{A+} \quad T_{B-} \quad \text{ON}; \quad V_{AN} = V_d; \quad V_{BN} = 0V; \quad V_0 = V_d$$

$$2) T_{A-} \quad T_{B+} \quad \text{ON}; \quad V_{AN} = 0V; \quad V_{BN} = V_d; \quad V_0 = -V_d$$

$$3) T_{A+} \quad T_{B+} \quad \text{ON}; \quad V_{AN} = V_d; \quad V_{BN} = V_d; \quad V_0 = 0V$$

$$4) T_{A-} \quad T_{B-} \quad \text{ON}; \quad V_{AN} = 0V; \quad V_{BN} = 0V; \quad V_0 = 0V$$

V_0 varía entre $0V$ y V_d , entre $0V$ y $-V_d$, por lo que tenemos una conmutación de tensión unipolar en todo momento, justificando de esta manera su nombre. Este esquema tiene la ventaja de doblar la frecuencia de conmutación, en lo que se refiere la tensión de salida, si mf es un entero par, ya que al estar desfasadas V_{AN} y V_{BN} , 180° , las componentes armónicas a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos están en fase, y por lo tanto se cancelaran ($\Phi_{AN} - \Phi_{BN} = 180^\circ \cdot mf \cdot k$) ($\Phi_{AN} - \Phi_{BN} = 0$).

De la misma forma los armónicos a ambos lados de $j \cdot mf$, con j impar, desaparecen ($j = 1 \rightarrow k = 2, 4, \dots$), no ocurre lo mismo con los armónicos a ambos lados de $j \cdot mf$, con j par ($j = 2 \rightarrow k = 1, 3, \dots$)

$$V_{01} = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1) \dots \dots \dots (4.31)$$

$$V_d < V_{01} < 4/\pi \cdot V_d \quad (m_a > 1) \dots \dots \dots (4.32)$$

4.9 INVERSORES TRIFÁSICOS (VSI)

La modulación por anchura de pulsos se puede utilizar tanto para los inversores trifásicos como los monofásicos. La ventajas de conmutación PWM son las mismas que en el caso monofásico: pocos requisitos de filtrado para la reducción de armónicos y el control de la amplitud a la frecuencia fundamental.

La conmutación PWM en el inversor trifásico es similar a la del inversor monofásico. Básicamente cada interruptor se controla comparando una onda sinusoidal de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia fundamental de salida es igual que la de la onda de referencia, y la amplitud de la salida viene determinada por las amplitudes relativas de las ondas de referencia y portadora.

Son usados principalmente en aplicaciones de alta potencia. Esta se puede obtener utilizando tres ramas del inversor monofásico de medio puente, como podemos observar en la figura (4.23) con 6 elementos semiconductores controlables y 6 diodos, sin necesidad de utilizar transformador, la carga puede estar conectada en estrella o en triángulo.

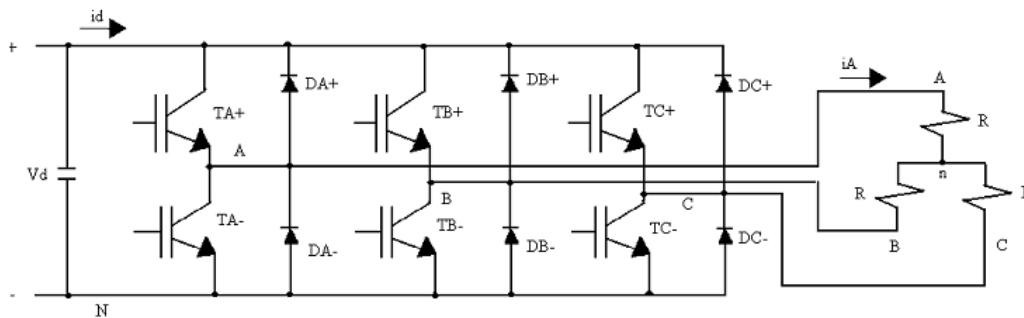


Figura (4.13)

4.10 MODULACIÓN DE ONDA CUADRADA 180° DE CONDUCCIÓN

Con esta modulación cada semiconductor controlable está en conducción durante 180°, coincidiendo tres interruptores de las diferentes ramas en conducción cada 60°, como se puede observar en la figura (4.24). El desfase en el control de la rama B respecto a la rama A será de 120° y el de la rama C respecto a la A de 240°, ambos en retraso.

La carga puede estar conectada en estrella o en triángulo, las intensidades que circulan en cada fase de la carga son obtenidas directamente, a partir de las tensiones de línea. Una vez conocidas las intensidades de fase, las de línea se obtienen aplicando la primera Ley de Kirchoff. Para la conexión estrella, debemos determinar en primer lugar las tensiones de fase, para poder determinar las intensidades de fase y de línea.

Para una carga conectada en estrella, tenemos tres intervalos objeto de estudio en cada medio ciclo, que pueden ser abordados teniendo en cuenta, el control que se realiza sobre los semiconductores de potencia.

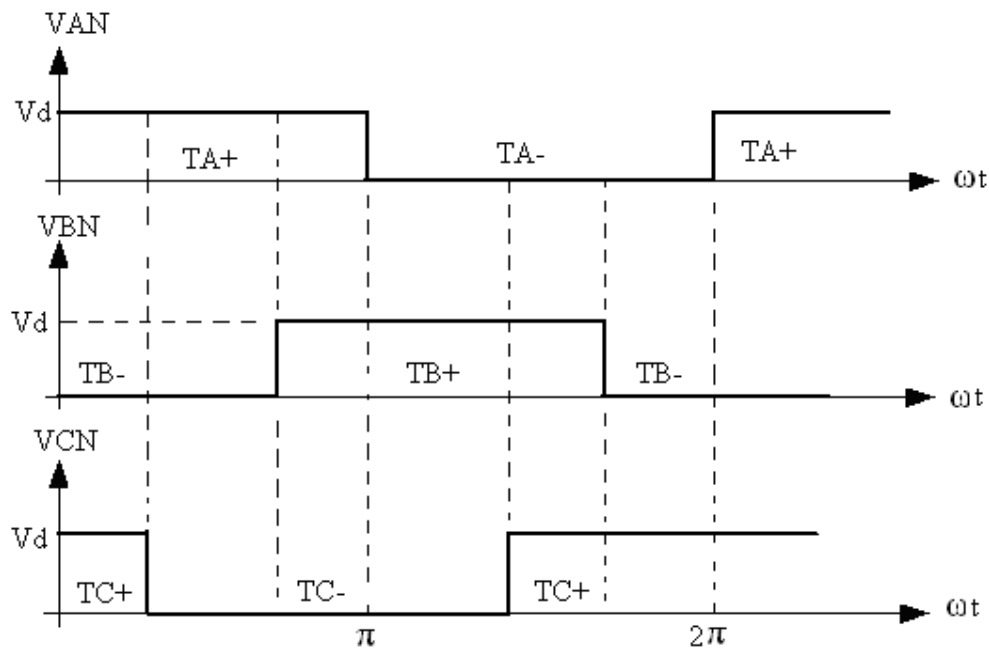
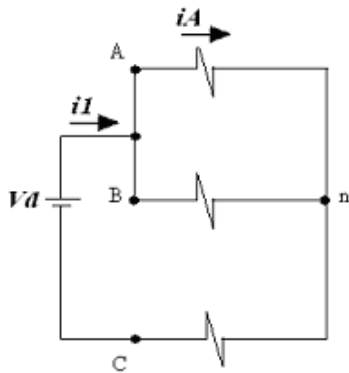


Figura (4.14) Formas de onda para modulación de onda cuadrada con 180° de conducción

Intervalo 1 $0 \leq \omega t \leq \pi/3$



$$R_{eq.} = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2} \cdot R \dots\dots\dots(4.33)$$

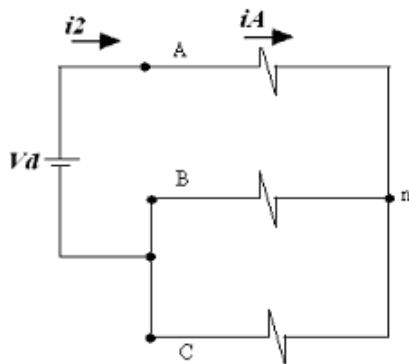
$$i_1 = \frac{V_d}{R_{eq.}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_d}{R} \dots\dots\dots(4.34)$$

$$V_{Bn} = -i_1 \cdot R = -\frac{2}{3} \cdot V_d \dots\dots\dots(4.35)$$

$$V_{An} = V_{Cn} = i_1 \cdot \frac{R}{2} \dots\dots\dots(4.36)$$

Figura(4.15)

Intervalo 2 $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$



$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2} \cdot R \dots\dots\dots(4.37)$$

$$i_2 = \frac{V_d}{R_{eq}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_d}{R} \dots\dots\dots(4.38)$$

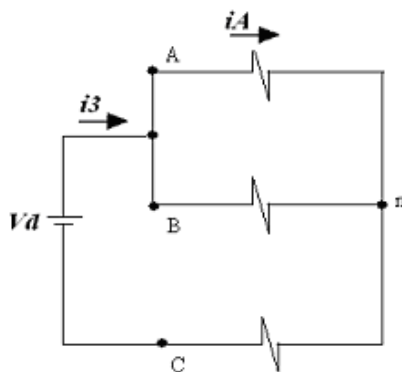
$$V_{An} = i_2 \cdot R = \frac{2}{3} \cdot V_d \dots\dots\dots(4.39)$$

$$V_{Bn} = V_{Cn} = -i_2 \cdot \frac{R}{2} = -\frac{V_d}{3} \dots\dots\dots(4.40)$$

$$V_{An} = i_2 \cdot R = \frac{2}{3} \cdot V_d \dots\dots\dots(4.41)$$

Figura (4.16)

Intervalo 3 $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$



$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2} \cdot R \dots\dots\dots(4.42)$$

$$i_3 = \frac{V_d}{R_{eq}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_d}{R} \dots\dots\dots(4.43)$$

$$V_{An} = i_3 \cdot R = \frac{2}{3} \cdot V_d \dots\dots\dots(4.44)$$

$$V_{An} = V_{Bn} = i_3 \cdot \frac{R}{2} = \frac{V_d}{3} \dots\dots\dots(4.45)$$

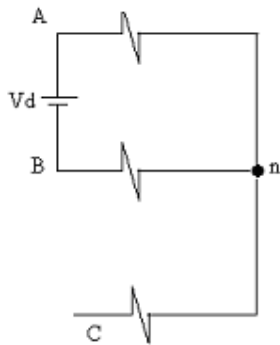
$$V_{Cn} = -i_3 \cdot R = -\frac{2}{3} \cdot V_d \dots\dots\dots(4.46)$$

Figura (4.17)

4.11 MODULACIÓN DE ONDA CUADRADA DE 120° DE CONDUCCIÓN

En este tipo de control cada interruptor está en conducción durante 120°, lo que lleva a que solo dos interruptores de las diferentes ramas estén en ON en el mismo instante de tiempo. Existen intervalos de 60°, en los cuales los dos interruptores de una misma rama están, en “ off ”. Las forma de onda de las tensiones V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} , así como de V_{AB} y de la tensión V_{an} , para una carga resistiva conectada en estrella, se observan en la figura (4.28). Las formas de onda de las tensiones V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} y V_{AB} son también válidas para cargas conectadas en triángulo. La justificación de las formas de onda observadas en la figura (4.31) se consigue estudiando los tres intervalos siguientes:

Intervalo 1: $0 \leq \omega t \leq \pi / 3$ T_{A+} y T_{B-} (ON)



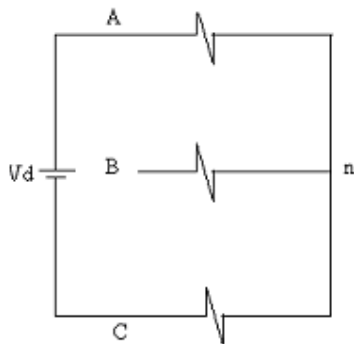
$$V_{an} = \frac{V_d}{2} \dots\dots\dots(4.47)$$

$$V_{Bn} = -\frac{V_d}{2} \dots\dots\dots(4.48)$$

$$V_{Cn} = 0 \dots\dots\dots(4.49)$$

Figura (4.18)

Intervalo 2: $\pi / 3 \leq \omega t \leq 2/3 \pi$ T_{A+} y T_{C-} (ON)



$$V_{an} = \frac{V_d}{2} \dots\dots\dots(4.50)$$

$$V_{Bn} = 0 \dots\dots\dots(4.51)$$

$$V_{Cn} = -\frac{V_d}{2} \dots\dots\dots(4.52)$$

Figura (4.19)

Intervalo 3: $2/3 \pi \leq \omega t \leq \pi$

TB+ y TC- (ON)

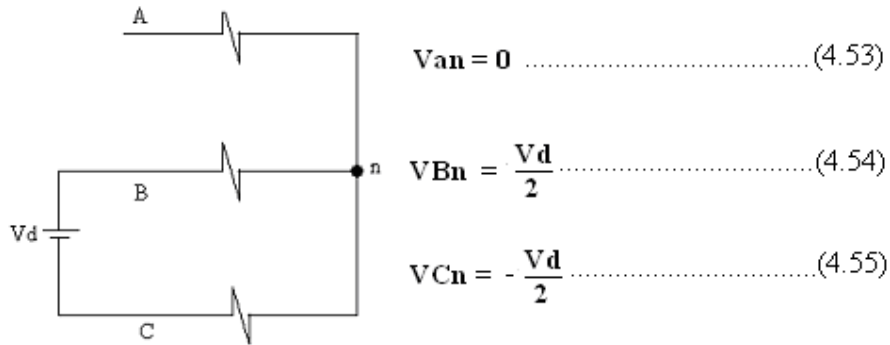


Figura (4.20)

Vemos que en cualquier instante de tiempo, dos terminales de la carga permanecen conectados a la alimentación y el otro abierto. La tensión de este terminal dependerá de las características de la carga.

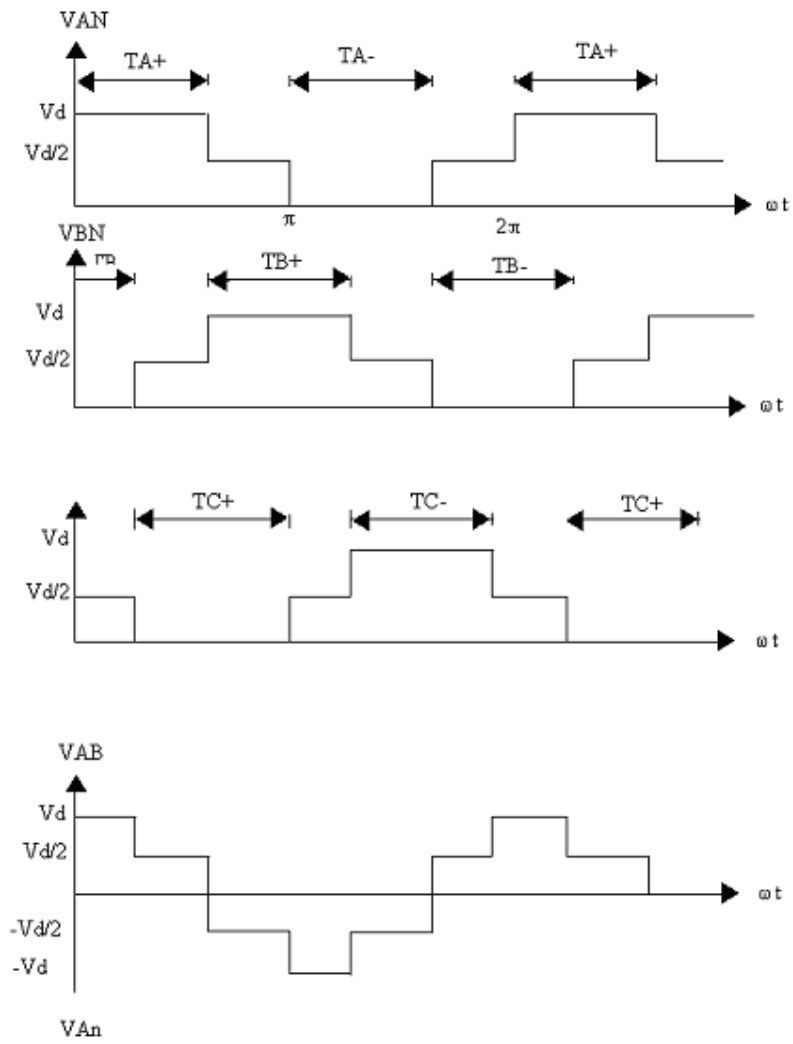
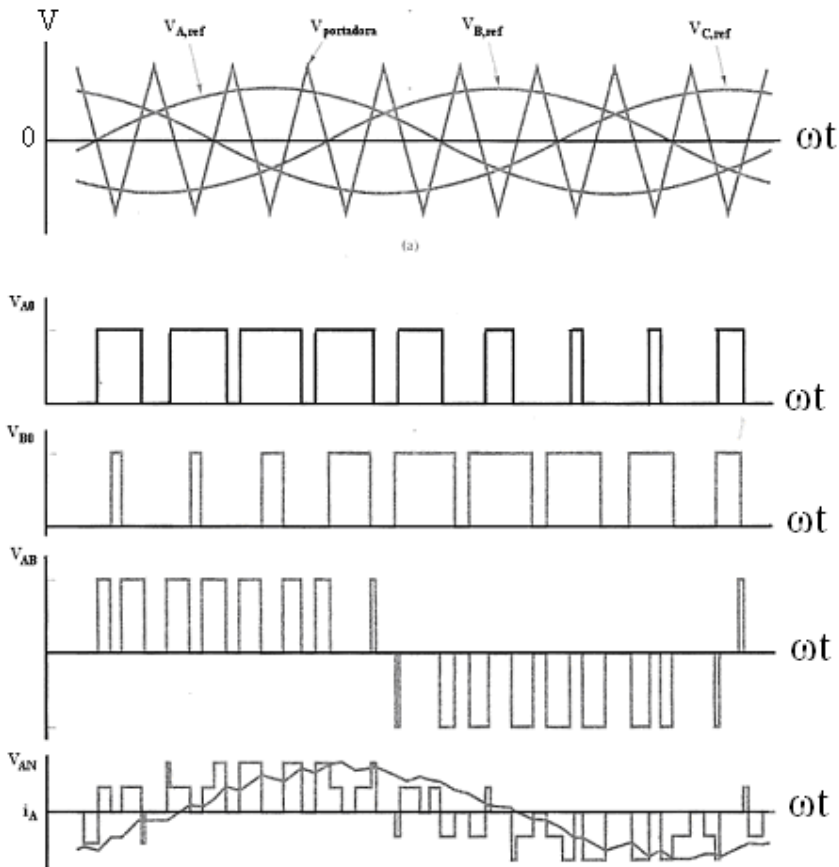


Figura (4.21) Formas de onda para modulación de onda cuadrada con 120° de conducción

4.12 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS (PWM)

Para obtener un sistema equilibrado de tensiones de salida, con este tipo de modulación, compararemos una forma de onda de tensión triangular con tres formas de onda senoidales desfasadas 120° , como se puede observar en la figura (4.32).



Figura(4.22) ondas portadora y de referencia para un control PWM con $m_f = 9$ y $m_a = 0.7$ Para el inversor trifásico (b) Formas de onda de salida, la corriente se corresponde con una carga RL.

Las señales de control para los interruptores se obtendrán del siguiente modo:

$$V_{\text{control,A}} > V_{\text{tri}} \rightarrow T_{A+} (\text{ON}) \quad V_{AN} = V_d$$

$$V_{\text{control,A}} < V_{\text{tri}} \rightarrow T_{A-} (\text{ON}) \quad V_{AN} = 0V$$

$$V_{\text{control,B}} > V_{\text{tri}} \rightarrow T_{B+} (\text{ON}) \quad V_{BN} = V_d$$

$$V_{\text{control,B}} < V_{\text{tri}} \rightarrow T_{B-} (\text{ON}) \quad V_{BN} = 0V$$

$$V_{\text{control,C}} > V_{\text{tri}} \rightarrow T_{C+} (\text{ON}) \quad V_{CN} = V_d$$

$$V_{\text{control,C}} < V_{\text{tri}} \rightarrow T_{C-} (\text{ON}) \quad V_{CN} = 0V$$

Los armónicos de V_{AN} , son idénticos a los de V_{AO} que se obtenían en el inversor monofásico de medio puente, donde, si consideráramos mf impar, solo existían armónicos impares centrados alrededor de mf y sus múltiplos.

Si mf es un entero impar y múltiplo de 3, la diferencia de fase entre el armónico mf de V_{AN} y V_{BN} es $(120 \text{ } mf)^\circ$, que será igual a cero o, a un múltiplo de 360° , lo que equivale a decir que están en fase, eliminándose por tanto en la tensión compuesta V_{AB} .

Igual que ocurría en los inversores monofásicos, la razón de amplitud ma , puede estar comprendida entre 0 y 1 (región lineal), o ser mayor que 1 (región de sobremodulación). En la región lineal ($ma \leq 1$), se cumple:

$$(V_{AN})_1 = ma \frac{V_d}{2} \dots\dots\dots(4.56)$$

Sin más que repasar el inversor monofásico de medio puente con modulación PWM.

La tensión eficaz de línea (entre fases) a la frecuencia fundamental teniendo en cuenta las relaciones existentes en los circuitos trifásicos, puede ser escrita como:

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} ma \cdot V_d \cong 0.612 \cdot ma \cdot V_d \dots\dots\dots(4.57)$$

En la región de sobremodulación (región entre la zona lineal y la zona de modulación de onda cuadrada, 180° de conducción) se cumple:

$$0.612 \cdot m_a \cdot V_d < V_{LL1} < \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} \cong 0.78 \cdot V_d \dots\dots\dots(4.58)$$

4.13 APLICACION

Un motor de inducción jaula de ardilla de 460V , 60Hz, 6 polos, 1180 rpm, tiene los siguientes parámetros por fase referidos a el estator: $R_s = 0.19\Omega$, $R_r = 0.07\Omega$, $X_s = 0.75\Omega$, $X_r = 0.67\Omega$, y $X_m = 20\Omega$.

El motor es alimentado por un inversor de 6 pasos, el cual en su turno es alimentado por un rectificador controlado completamente de 6 pulsos

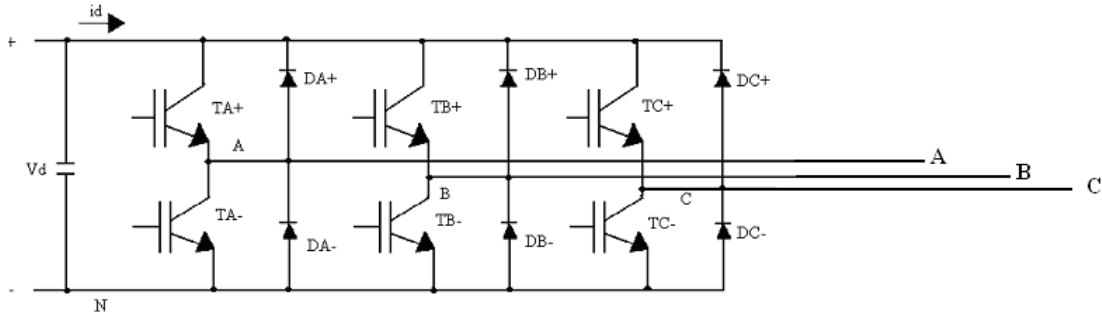


Figura (4.23)

- 1.- Si el rectificador es alimentado por una fuente de corriente alterna de 460V y 60 Hz ¿cual será el ángulo de disparo para obtener la variación del voltaje fundamental a través Del motor?
- 2.- Calcular el incremento del porcentaje en las pérdidas en el cobre de la máquina a 60Hz, comparar el valor cuando se es alimentado un suministro sinusoidal. Despreciar el efecto skin
- 3.- Si la máquina es operada con un flujo constante,
 - a) Calcular la frecuencia del inversor en 600 rpm y el par desarrollado.
 - b) Calcular la frecuencia del inversor en 500 rpm y la mitad del par desarrollado así como la corriente del motor.

Despreciar the derating debido a las armónicas y usar el circuito equivalente.

Solución:

1. De la ecuación (4.1) el voltaje de línea rms fundamental de un inversor de 6 pasos esta dado por:

$$V_L = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \dots\dots\dots(4.59)$$

También de la ecuación (4.59), para un rectificador de 6 pulsos

$$V_d = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha \dots\dots\dots(4.60)$$

Donde V_m = Es el voltaje de línea pico de la fuente de c.a.

De las ecuaciones (4.59) y (4.60) obtenemos

$$V_L = \frac{3\sqrt{6}}{\pi^2} V_m \cos \alpha \dots\dots\dots(4.61)$$

ó

$$\cos \alpha = \frac{V_L}{V_m} \bullet \frac{\pi^2}{3\sqrt{6}} \dots\dots\dots(4.62)$$

Donde $V_L = 460V$, $V_m = 460\sqrt{2}V$

$$\text{Entonces } \cos \alpha = \frac{\pi^2}{6\sqrt{3}} = 0.95 \quad \text{ó} \quad \alpha = 18.25^\circ$$

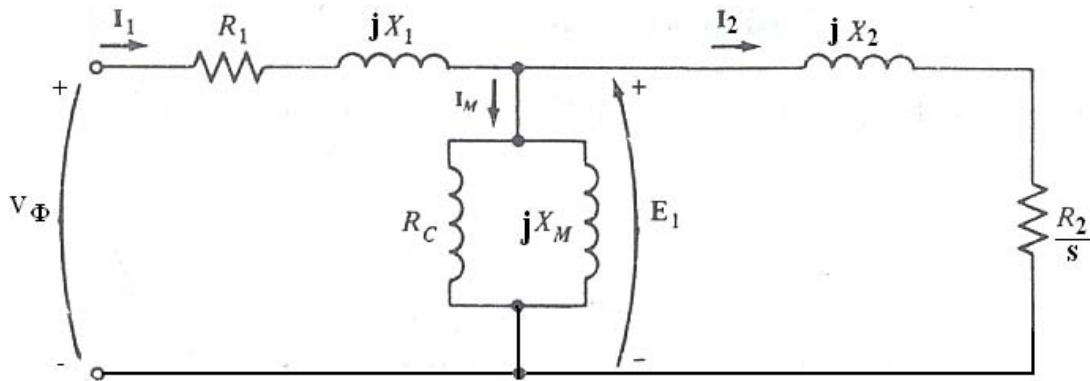
2. La velocidad de sincronismo en rpm es,

$$N_s = \frac{120 f}{P} = N_s = \frac{120 * 60}{6} = 1200 \text{ rpm}$$

La razón de deslizamiento es:

$$s = \frac{1200 - 1180}{1200} = \frac{1}{60} = 0.0167$$

De la figura 1.15c



$$I_r = \frac{V_L / \sqrt{3}}{\sqrt{(R_s + R_r')^2 + (X_s + X_r')^2}}$$

Entonces la corriente en el rotor es

$$I_r = \frac{V_L / \sqrt{3}}{\sqrt{\left(0.19 + \frac{0.07}{0.0167}\right)^2 + (0.75 + 0.67)^2}} = 57.66 \text{ A}$$

Ahora

$$\omega_{ms} = \frac{1200}{60} \times 2\pi = 40\pi = 125.66 \text{ rad/seg.}$$

Entonces

$$T = \frac{3}{\omega_{ms}} I^2 R_r' / s$$

La razón del par es:

$$T_r = \frac{3}{125.66} (57.66)^2 \frac{0.07}{0.0167} = 332.7 \text{ N-m}$$

La ecuación, para las kth corrientes armónicas (las cuales son las mismos para el rotor y el estator) en por unidad de frecuencia a es:

$$I_{rk} = \frac{V_k}{k(X_s + X'_r)a} \dots\dots\dots(4.63)$$

Donde V_k es el voltaje armónico de fase rms en por unidad de frecuencia a. es:

$$V_k = \frac{V_1}{k} \dots\dots\dots(4.64)$$

Donde V_1 es el voltaje de fase fundamental en por unidad de la frecuencia a.

$$I_{rk} = \frac{V_1}{ak^2(X_s + X'_r)} \dots\dots\dots(4.66)$$

Entonces la corriente armónica es

$$I_h = \frac{V_1}{a(X_s + X'_r)} \left(\sum_{k=5,7,11,13}^{\infty} \frac{1}{k^4} \right)^{1/2} \dots\dots\dots(4.67)$$

Despreciando las armónicas más grandes que 13 tenemos

$$I_h = \frac{V_1}{a(X_s + X'_r)} \left(\frac{1}{5^4} + \frac{1}{7^4} + \frac{1}{11^4} + \frac{1}{13^4} \right)^{1/2}$$

$$I_h = \frac{0.046 V_1}{a(X_s + X'_r)} \dots\dots\dots(4.68)$$

Sustituyendo los valores conocidos nos da

$$I_h = \frac{0.046 * 265.6}{(0.75 + 0.67)} = 8.6 \text{ A}$$

Entonces la corriente rms en el rotor

$$I_{rr} = \sqrt{(57.66)^2 + (8.6)^2} = 58.3 \text{ A}$$

Las pérdidas en el cobre con una fuente sinusoidal es

$$P_{cu} = 3 (57.66)^2 (0.19 + 0.07) = 2593 \text{ W}$$

Las pérdidas en el cobre con aplicación de un inversor

$$P_{cu} = 3 (58.3)^2 (0.19 + 0.07) = 2651 \text{ W}$$

El porcentaje en las pérdidas en el cobre es

$$P_{cu} = \frac{2651 - 2593}{2593} = 2.2 \%$$

3. (a) Para un par dado el motor opera con una velocidad de deslizamiento fija para todas las frecuencias cuando el flujo es mantenido constante.

La velocidad de deslizamiento en rpm con el par dado es:

$$N = 1200 - 1180 = 20 \text{ rpm.}$$

Entonces, entonces la velocidad de sincronismo en 600 rpm

$$N_s = N + N = 600 + 20 = 620 \text{ rpm}$$

La frecuencia del inversor es :

$$f = (620 / 1200) * 60 = 31 \text{ Hz}$$

(b) La fem es

$$E_{rated} = I' [(R' / s)^2 + X'^2]^{1/2} \dots\dots\dots (4.69)$$

$$E_{rated} = 57.66 \left[\left(\frac{0.07}{0.0167} \right)^2 + (0.67)^2 \right]^{1/2} = 244.76 \text{ V}$$

El par en un flujo constante esta dado por:

$$T = \frac{3}{\omega_{ms}} \left[\frac{E_{\text{rated}}^2 R_r / (as)}{R_r^2 / (as)^2 + X_r^2} \right] \dots\dots\dots(4.70)$$

Note que ω_{ms} y X_r en esta ecuación para una frecuencia dada, sustituyendo los valores conocidos nos da

$$\frac{332.7}{2} = \frac{3}{125.66} \left[\frac{(244.76)^2 * 0.07 / (as)}{\left(\frac{0.07}{sa}\right)^2 + (0.67)^2} \right]$$

ó

$$\left[\left(\frac{0.07}{sa}\right)^2 + (0.67)^2 \right] = \frac{0.6}{as}$$

ó

$$\left(\frac{1}{as}\right)^2 - 122.44 \frac{1}{as} + 91.61 = 0$$

El cual da:

$$\frac{1}{as} = 121.7 \dots\dots\dots(4.71)$$

$$a = \frac{\omega_m}{(1-s)\omega_{ms}} = \frac{500}{1200} \frac{1}{(1-s)} = \frac{0.417}{(1-s)}$$

Sustituyendo para un valor dado:

$$\frac{1}{121.7s} = \frac{0.417}{(1 - s)}$$

Cual da $s = 0.0193$

$a = 0.425$

Así, la frecuencia = $0.425 * 60 = 25.5 \text{ Hz}$

Sustituyendo los valores conocidos nos da:

$$I'_r = \frac{244.76}{[(0.07 * 121.7)^2 + (0.67)^2]^{1/2}} = 28.64 \text{ A}$$

El voltaje de fase de la máquina fundamental

$$V_1 = I'_r \left[\left(R_s + \frac{R'_r}{s} \right)^2 + a^2 (X_s + X'_r)^2 \right]^{1/2} \dots\dots\dots(4.72)$$

$$V = 28.64 \left[\left(0.19 + \frac{0.07}{0.0193} \right)^2 + (0.425 * 1.42)^2 \right]^{1/2}$$

$$V = 110.68 \text{ V}$$

Tomando V_1 como un vector de referencia

$$\bar{I}_r = 28.64 \angle -90^\circ \text{ A}$$

$$\bar{I}_m = \frac{V_1}{aX_m} \angle -90^\circ = \frac{110.68}{0.425 * 20} \angle -90^\circ = 13.02 \angle -90^\circ \text{ A}$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_r + \bar{I}_m = 28.64 \angle -90^\circ + 13.02 \angle -90^\circ$$

ó

$$\bar{I}_s = 33.27 \text{ A}$$

De la ecuación

$$I_h = \frac{0.046 V_1}{a (X_s + X_r')} = \frac{0.046 * 110.68}{0.425 * 1.42} = 8.44 \text{ A}$$

La corriente de entrada rms = $(I_s^2 + I_h^2)^{1/2}$

$$= [(33.27)^2 + (8.44)^2]^{1/2} = 34.32 \text{ A}$$

Solución: el par para una razón constante (V / f) esta dado por la ecuación

$$T = \frac{3}{\omega_{ms}} \left[\frac{V_1^2 R_r' / (as)}{\left(\frac{R_s}{a} + \frac{R_r'}{as} \right)^2 + (X_s + X_r')^2} \right] \dots\dots\dots(4.73)$$

Note que V_1 , ω_{ms} , y $(X_s + X_r')$ en esta ecuación son por la variación de la frecuencia de la maquina. Por ejemplo anterior, si $\omega_{ms} = 125.66 \text{ red / seg.}$, $V_1 = 265.6 \text{ V}$

$$T = 0.5 * 332.7 = 166.35 \text{ N-m}$$

Sustituyendo el valor conocido nos da:

$$166.35 = \frac{3}{125.66} \left[\frac{(265.6)^2 * 0.07 / (as)}{\left(\frac{0.19}{a} + \frac{0.07}{as} \right)^2 + (1.42)^2} \right]$$

ó

$$\left(\frac{0.19}{a} + \frac{0.07}{as} \right)^2 + 2 = \frac{0.71}{as} \dots\dots\dots(4.74)$$

Ahora: $\omega_m = 500 * 2\pi / 60 = 52.36 \text{ rad / seg.}$

$$a = \frac{\omega_m}{(1 - s) \omega_{ms}}$$

ó

$$a = \frac{52.36}{(1 - s) 125.66} = \frac{0.417}{(1 - s)} \dots\dots\dots(4.75)$$

Las dos ecuaciones anteriores (4.74) y (4.75) pueden ser resueltas por iteración. Para un valor asumido de s, uno es obtenido de la ecuación (4.74). Estos valores de a y s son sustituidos en la ecuación (4.75) checamos que es satisfecha la ecuación. Si no, los cálculos son repetidos para otros valores de s. La iteración da los siguientes valores:

$s = 0.0181 \quad a = 0.4247$

Entonces la frecuencia del inversor es $= 0.4247 * 60 = 25.5 \text{ Hz}$

En 25.5 Hz, $V_1 = a * 265.6 = 112.76 \text{ V}$

$$\bar{I}'_r = \frac{V_1}{\sqrt{(R_s + R'_r/s)^2 + a^2 (X_s + X_r)^2}} \angle -\tan^{-1} \frac{a (X_s + X'_r)}{(R_s + R'_r/s)} \dots\dots\dots(4.76)$$

$$= \frac{112.76}{\sqrt{\left(0.19 + \frac{0.07}{0.0181}\right)^2 + (0.4247 * 1.42)^2}} \angle -\tan^{-1} \frac{0.4247 * 1.42}{0.19 + 0.07 / 0.0181}$$

$$= 27.49 \angle -8.4^\circ \text{ A}$$

$$\bar{I}_m = \frac{V_1}{aX_m} \angle -90^\circ = \frac{112.76}{0.4247 * 20} \angle -90^\circ = 13.27 \angle -90^\circ \text{ A}$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_r + \bar{I}_m = 27.49 \angle -8.4^\circ + 13.27 \angle -90^\circ \text{ A}$$

Entonces, $I_s = 32.2 \text{ A}$

De la ecuación (4.76)

$$I_h = \frac{0.046V_1}{a(X_s + X_r')} = \frac{0.046 * 112.76}{0.4247 * 1.42} = 8.6 \text{ A}$$

La corriente de entrada rms = $(I_h + I_s)^{1/2}$

$$= (32.2^2 + 8.6^2)^{1/2} = 33.3 \text{ A}$$

$$= 27.49 \angle -8.4^\circ \text{ A}$$

$$\bar{I}_m = \frac{V_1}{aX_m} \angle -90^\circ = \frac{112.76}{0.4247 * 20} \angle -90^\circ = 13.27 \angle -90^\circ \text{ A}$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_r + \bar{I}_m = 27.49 \angle -8.4^\circ + 13.27 \angle -90^\circ \text{ A}$$

Entonces, $I_s = 32.2 \text{ A}$

De la ecuación (4.68) del ejemplo anterior

$$I_h = \frac{0.046V_1}{a(X_s + X'_1)} = \frac{0.046 * 112.76}{0.4247 * 1.42} = 8.6 \text{ A}$$

$$\text{La corriente de entrada rms} = (I_h + I_s)^{1/2}$$

$$= (32.2^2 + 8.6^2)^{1/2} = 33.3 \text{ A}$$

CONCLUSIONES
RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

Durante largo tiempo mantenidos en fase de laboratorio, los accionamientos a velocidad variable con motores de C.A. han alcanzado ya la fase industrial. Su desarrollo ayudado por la inquietud relativamente reciente de ahorrar energía, ahora es rápido.

La tecnología de estos accionamientos se ha aprovechado generosamente de la experiencia adquirida durante muchos años, con los accionamientos con motores de C.C., alimentados con rectificadores o bien con recortadotes. Esta experiencia ha permitido obtener, desde el principio, una gran fiabilidad.

Se persiguen desarrollos técnicos en el campo de las máquinas rápidas con nuevas estructuras, y de los convertidores de mayor frecuencia para su alimentación.

Para las pequeñas potencias, se esperan progresos en el campo de los transistores de potencia; para grandes potencias la alimentación directa con media tensión impulsa el desarrollo de tiristores de tensión elevada con control óptico, lo que simplificaría los circuitos de control y los problemas de aislamiento.

Las regulaciones numéricas con microprocesador encontrarán rápidamente en estos accionamientos un terreno propicio para su desarrollo.

RECOMENDACIONES CRITERIOS DE ELECCIÓN Y APLICACIONES DE MOTORES DE INDUCCIÓN

La regulación con variación de la tensión estática no permite, con los motores de jaula, una gran relación de velocidad en un funcionamiento continuo, y en absoluto con el par nominal aplicado permanentemente. Sin embargo esta solución puede ser de interés, con muchas precauciones, en aquellas aplicaciones en que el régimen de marcha en regulación de velocidad sólo es transitorio y cíclico (ejemplo, elevadores), o también sobredimensionando el motor, para el accionamiento de turbomáquinas (bombas, ventiladores) para las que la gama de velocidad es, en general, pequeña y el par varía con el cuadrado de la velocidad. Con este sistema, el empleo de los motores de inducción rotativos estándar es pues muy limitado, excepto los motores de anillos ya que entonces se puede disipar la energía en las resistencias exteriores.

Con el motor de anillos, la solución que consiste en disipar la energía del rotor en calor (reóstato estático) es cada vez más difícil de justificar en una era de ahorro energético.

La aplicación principal de cascada hiposincrónica es el accionamiento de bombas y ventiladores. Se han hecho gran cantidad de realizaciones en este campo en una gama de potencias que van desde un centenar de KW a una decena de MW. Esta solución es de las más económicas para potencias de recuperación superiores a 200 KW, en unos márgenes de velocidad comprendidos entre N_s y $0.5 N_s$. Permite utilizar motores síncronos de fabricación y dimensionar el convertidor estático (rectificador – inversor) para $S_{máx}$ veces la potencia nominal de la máquina, a condición, naturalmente, de conservar el reóstato para el arranque. La cascada hiposincrónica permite modernizar, al mínimo coste, instalaciones existentes provistas de motores de anillos y de esta forma economizar energía.

El motor de inducción de jaula de ardilla monofásico y trifásico, alimentado a frecuencia variable, cubre un amplio campo de aplicaciones. Conocemos, en efecto, su fuerte penetración en todas las industrias y la lista sería excesivamente larga para poder apreciar sus aplicaciones.

Para pequeñas potencias (algunos KW), el montaje en tensión con transistores, es la solución más sencilla y económica. Se aplica a cualquier tipo de carga incluyendo los pequeños motores muy rápidos de las centrifugas o los tornos por ejemplo.

También con transistores, y para aprovechar mejor sus características de corriente, el rectificador – conmutador de corriente permite alcanzar los 30 KW hoy y con toda seguridad mayor potencia en el futuro.

Este montaje cubre todas las aplicaciones normales de los motores de jaula de ardilla: bombas, ventiladores, compresores, mezcladoras centrifugas, máquinas herramientas, bancos de rodillo, etc.

La elección de la alimentación depende especialmente de las frecuencias que se requieran. Utilizaremos preferentemente.

Por debajo de los 20 Hz, el cicloconvertidor

Por encima de los 20 Hz, el Inversor MAI o el rectificador - conmutador de tensión.

Valores Nominales, selección y mantenimiento de la maquinaria eléctrica

Factores que afectan a los valores nominales de las máquinas

Las máquinas eléctricas se clasifican atendiendo a sus capacidades de salida en kilowatt (KW) o kilovoltampere (kVA) a la velocidad de régimen del motor primario y a la tensión nominal en bornes. La potencia nominal de los motores (de c.c. y c.a.) indica su capacidad de salida en CV al eje, a la velocidad nominal, corriente a plena carga y tensión aplicada.

Cuando las máquinas eléctricas funcionan según estas características de la placa indicadora, se supone que la elevación de temperatura (calentamiento) no será excesiva y que no se sobrecalentarán. Si bien el constructor sabe que pueden mantenerse sobrecargas temporales, no espera que las dinamos rotativas soporten sobrecargas sostenidas durante períodos largos. En la placa de datos de la maquinaria eléctrica rotativa, se determina el calentamiento admisible y el ciclo de trabajo, así como la tensión, corriente, frecuencia y velocidades nominales.

Calentamiento

El calentamiento admisible estándar de la maquinaria eléctrica que se construye corrientemente es de 40°C por encima de la temperatura ambiente. De esta forma si la temperatura es de 21°C, un aumento de la temperatura de 40°C implica que la temperatura del motor llega a ser de 61°C. Se sobreentiende, sin embargo, que esta cuestión del calentamiento “admisible” no puede extralimitarse. Un motor situado en una zona reducida cerca de un dispositivo de temperatura elevada, tal como una caldera o un calentador, puede tener una temperatura ambiente de 60°C. Una elevación de temperatura de 40°C sobre dicha temperatura ambiente de 60°C de dicho motor puede ser mayor que su temperatura máxima admisible basándose en el tipo de aislamiento empleado. Si bien una máquina eléctrica rotativa funcionará satisfactoriamente durante algún tiempo a excesivas temperaturas, no obstante se acorta su duración debido precisamente a la misma razón que si estuviera eléctricamente sobrecargada.

Estudios empíricos indican que para cada 10°C de elevación en la temperatura de funcionamiento del motor, sobre la temperatura límite máxima del punto más caliente recomendada, la duración de los devanados se reduce a la mitad. Recíprocamente, para cada reducción de 10°C en la temperatura de funcionamiento del motor por debajo del límite nominal, la duración de los devanados se duplica.

En la siguiente tabla se indica el máximo calentamiento estándar de 40°C, sobre el ambiente, para asegurar una temperatura final máxima permisible basándose en las temperaturas límites del punto más caliente permitidas para diversas clases de material.

Termómetros tipo termopar o de columna líquida tienen que estar situados en las partes más accesibles o exteriores de la máquina, y dicho valor de la temperatura depende del gradiente de temperatura termodinámica creado por la característica física de la máquina. Se acostumbra a añadir una corrección de 15°C a la temperatura superficial para determinar la temperatura del punto más caliente. Un valor superior y más seguro de la temperatura máxima interna se obtiene generalmente mediante medidas de la resistencia en frío y en caliente del estator de cobre o de los devanados rotóricos antes e inmediatamente después de la operación, teniendo en cuenta el coeficiente de temperatura del cobre. Generalmente, se añade una corrección local de 10°C, a las temperaturas evaluadas mediante las mediciones por resistencia.

Quizá el mejor método de obtener la temperatura del punto más caliente sea mediante varios detectores de temperatura embutidos. Estos son tanto termopares como material resistivo sensible a la temperatura, los cuales están incorporados permanentemente en la máquina y cuyos cables se sacan fuera para fines de control de la temperatura.

Tensión nominal

Las tensiones nominales normales que se han adoptado por **NEMA** se dan en la siguiente tabla

TABLA TENSIONES NOMINALES NORMALES PARA LAS MAQUINAS ELECTRICAS DE C.A.

Motores monofásicos de c.a.	115, 230, 440 V
Motores Polifásicos de c.a.	110, 208, 220, 440, 550, 2300, 4600, 6600 V
Alternadores	120, 240, 480, 600, 2400, 2500, 4160, 4330, 6990, 11500, 13800, 23000 V

Velocidad nominal; clasificaciones de velocidad y reversibilidad

Los generadores, convertidores y alternadores se proyectan para una velocidad constante determinada cuyo valor nominal viene expresado en la placa de datos. Cuando son accionados por un motor primario e esta velocidad nominal, el generador, alternador o convertidor proporcionan tensión constante a la carga especificada.

Sin embargo los motores están sujetos a la variación de la velocidad. Una velocidad reducida producirá mala ventilación y sobrecalentamiento. Por tanto, los motores tendrán que trabajar a la velocidad que viene en el dato de placa la que proporcionará su potencia nominal de salida a la tensión nominal. Por consiguiente cuando se utiliza control de velocidad en el motor, no puede esperarse que, para la misma corriente de carga nominal, una velocidad inferior produzca la potencia nominal de salida. En general a medida que la velocidad disminuye, la potencia esperada del motor debe disminuirse o rebajarse proporcionalmente.

FACTORES QUE AFECTAN A LA SELECCIÓN DEL MOTOR Y DEL GENERADOR

Otros factores que tienen importancia en la selección de los generadores o motores para una utilización específica.

En el caso de un generador, convertidor síncrono, o alternador, tales factores incluyen el tipo de motor primario; el método de montaje a emplear: sentido de giro; si va a situarse al aire libre o en una edificación totalmente cerrada; el tipo de control que se empleará; las condiciones de accesibilidad para mantenimiento; si va directamente acoplado, engranado, o unido por correas al motor primario; y las condiciones de humedad general, atmosféricas ambientales a las que estará sujeto.

En el caso de un motor, la clase de servicio es quizá el factor más importante a ser considerado. La naturaleza de la carga y la frecuencia de sobrecargas representa una situación seria; también, el tipo de montaje, si es horizontal o vertical, o si está montado en el suelo, techo o pared, el tipo de control de velocidad que va a ser empleado, el sistema de acoplar la carga y la frecuencia con que se llevara al reposo, se pondrá en marcha y se invertirá, son factores que afectan al tipo de motor que debe elegirse y a su potencia nominal. Donde quiera que sea posible, deben aplicarse los datos basados en ensayos con un motor provisional o deducido por el cálculo. En los ensayos y en los cálculos deberán considerarse tanto las condiciones de carga media como máxima. Otros factores a tener en cuenta son: fuente de potencia disponible, frecuencia, fluctuaciones de la tensión, características de inversión, gama de velocidades, método de montaje, espacio disponible, fuentes de lubricación, mantenimiento, medios de acoplamiento, procedimientos de reducción de la velocidad, tipo de cierre, coste por caballo de potencia, par de arranque y de funcionamiento, tiempo de aceleración y par máximo.

MANTENIMIENTO

El mantenimiento preventivo y los procedimientos de inspección rutinarios conservan y prolongan la vida de la maquinaria eléctrica. Las máquinas de inducción solo requieren lubricación periódica, mientras que algunas, equipadas con cojinetes auto lubricados de duración ilimitada no requieren lubricación alguna.

En la lubricación de la maquinaria eléctrica, el engrase excesivo es tan perjudicial como la lubricación insuficiente. La mayoría de máquinas eléctricas rotativas requiere un mínimo de mantenimiento limitado sólo a lubricación reducida.

Debido a que el mantenimiento se reduce generalmente sólo a lubricación, rutinaria, la inspección se convierte en un factor importante en la prolongación de la vida de la maquinaria y no debería descuidarse. Cuatro de los cinco sentidos son de extrema importancia aquí: Vista, oído, olfato y tacto. La inspección visual nos revelará un conjunto de averías apuntadas un motor ruidoso indica cojinetes desgastados, sobrecargas o funcionamiento en una sola fase.

Un olor a quemado, característico de la combustión del aislamiento, es síntoma de la sobrecarga o de agarrotamiento. Un cojinete o devanado sobrecalentado se detecta por el tacto.

Además en la investigación de averías, si se identifican ciertos síntomas, automáticamente se eliminan otras posibilidades tal como el fusible fundido o no poder arrancar.

Previsiones futuras para la selección de motores y conducciones

Los equipos de estado sólido en los últimos años han tenido un tremendo avance y auge dentro de la industria y continuará esta tendencia de dominar la regulación de potencia de los motores de C.A. y C.D. desde valores fraccionarios hasta 1000 hp ó mayores potencias conforme los circuitos de potencia electrónicos sigan avanzando, desde que estos dispositivos aparecieron se han utilizado para controlar la frecuencia variable/control de tensión, de pequeños a mediados polifásicos y monofásicos, respectivamente.

En la selección del sistema de conducción del motor para una aplicación particular, ciertos criterios tienden a precisar el tipo de motor de C.A. y el sistema de conducción requerido. Tres consideraciones principales son:

Coste global del sistema

Factores que rigen la seguridad de funcionamiento y mantenimiento de todo el sistema.

Precisión relativa requerida de control de la velocidad del motor.

Ventaja de los sistemas de estado sólido de C.A.

Hasta el momento actual, está claro que la mayor precisión inherente a las conductiones prefabricadas de estado sólido de c.a. favorece el uso creciente de estas conductiones, a medida que el coste de los SCRs de potencias mayores y los equipos reguladores de estado sólido continúan disminuyendo.

Tanto los sistemas de conducción de c.c. como los de c.a. pueden controlarse con mayor precisión utilizando servosistemas en bucle cerrado. Pero ya que la conducción de c.a. tiende a presentar mayor precisión en bucle abierto, la precisión correspondiente en bucle cerrado es también. Mayor las orientaciones futuras parecen atender hacia una extensión a gamas más amplias de CV de las conductiones de estado sólido así como a los procedimientos que proporcionen un control muy preciso de la velocidad, aún decreciendo hasta en reposo.

TENDENCIAS EN EL DISEÑO DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN

Hoy en día, los principales fabricantes están produciendo nuevas líneas de motores de inducción de alta eficiencia, cuya participación en el mercado está en permanente crecimiento. Se están usando nuevas técnicas para mejorar la eficiencia de estos motores, en comparación con el diseño tradicional de eficiencia normalizada. Entre estas técnicas están:

- 1.- Se está utilizando más cobre en los embobinados del estator, para reducir las pérdidas en el cobre.
- 2.- La longitud del núcleo de rotor y del estator se aumentan para reducir la densidad del flujo magnético en el entrehierro de la máquina. Esto le reduce la saturación magnética, disminuyendo las pérdidas en el núcleo.
- 3.- Se usa más acero en el estator, permitiendo que se transmita una mayor cantidad de calor hacia fuera del motor y se reduzca la temperatura de funcionamiento. El ventilador del rotor se rediseña, entonces, para reducir las pérdidas por vendaval.
- 4.- El acero que se usa en el estator es un acero especial de alta calidad eléctrica, con pocas pérdidas por histéresis.
- 5.- El acero se hace de un calibre especialmente delgado (es decir las laminas están muy compactas) y tienen una resistencia específica interna muy alta. Ambos efectos tienden a reducir las pérdidas por corrientes parásitas en el motor.
- 6.- El rotor es maquinado con sumo cuidado, para producir un entrehierro uniforme, reduciendo así las pérdidas diversas en el motor.

Además de las técnicas que acabamos de describir cada fabricante tiene sus propios procedimientos para mejorar la eficiencia de los motores.

VENTAJA DE LAS CONDUCCIONES DE C.A.

Mantenimiento y costes (iniciales) más bajos para los motores de los mismos HP nominales, dando una mayor seguridad de funcionamiento.

Mayor seguridad de funcionamiento del sistema global bajo condiciones ambientales rigurosas.

Mayor precisión de control de velocidad (bucle abierto) desde gamas de velocidades elevadas hasta bajas desde el 0.25% hasta el 0.05% para motores sincros.

Varios motores y sus cargas pueden sincronizarse a la misma velocidad para aplicaciones de control de fabricación.

Nuevas realizaciones en los equipos de estado sólido y en los circuitos señalan la posibilidad de coste reducidos y mayor seguridad de funcionamiento progresivamente.

El coste del motor sólo representa cerca del 10 % del coste inicial del sistema global.

RECOMENDACIONES GENERALES

- 1.- Elegir correctamente la potencia del motor. El rendimiento máximo se obtiene cuando este opera entre el 75% y el 95% de su potencia nominal y cae bruscamente para cargas reducidas o cuando trabaja sobrecargado. Adicionalmente los motores de inducción a cargas bajas o en vacío tienen un factor de potencia muy bajo.
- 2.- Seleccionar el motor de acuerdo con su ciclo de trabajo. Operar un motor para servicio continuo, en accionamientos de operación intermitente, con frecuentes arranques y paros, ocasiona una depreciación de sus características de operación y eficiencia. Además de que se puede dañar el aislamiento de los devanados por la elevación de la temperatura.
- 3.- Seleccionar el armazón del motor, de acuerdo con el ambiente en que va estar trabajando. Los motores abiertos son más sencillos y por lo tanto menos costosos, además de operar con mayor factor de potencia. Sin embargo en condiciones adversas del medio, los motores cerrados están indicados.
- 4.- Seleccionar correctamente la velocidad del motor. Si la carga lo permite prefiera motores de alta velocidad, son más eficientes y si se trata de motores de corriente alterna, trabajan con un mejor factor de potencia.
- 5.- Utilizar motores de inducción trifásicos en lugar de monofásicos. En motores de potencia equivalente, su eficiencia es de 3 a 5% mayor y su factor de potencia mejora notablemente.
- 6.- Utilizar motores síncronos en lugar de motores de inducción. Cuando se requieren motores de gran potencia y baja velocidad la elección de un motor síncrono debe ser considerada.
Compite en costo con uno de inducción de características similares, su eficiencia es de 1 al 3 % mayor, su velocidad es constante y contribuye a mejorar el factor de potencia de la instalación.
- 7.- Sustituir los motores antiguos o de uso intenso. Los costos de operación y mantenimiento de motores viejos o de motores que por su uso han depreciado sus características de operación, pueden justificar su sustitución por motores normalizados y de alta eficiencia.
- 8.- Efectuar correctamente la instalación eléctrica y el montaje de los motores y su carga. Las normas técnicas de instalaciones eléctricas en su capítulo referente a motores, y las recomendaciones de los fabricantes son consulta obligada para asegurar el funcionamiento adecuado de los equipos.
- 9.- Realizar en forma correcta la conexión a tierra de los motores. Una conexión defectuosa o la ausencia de esta, puede poner en peligro la vida de los operarios si se presenta una falla a tierra. Además de ocasionar corriente de fuga que no son liberadas por el equipo de protección con un desperdicio de energía.

- 10.- Evitar concentrar motores en locales reducidos o en lugares que puedan dificultar su ventilación. Un sobrecalentamiento del motor se traduce en una disminución de su eficiencia.
- 11.- Corregir la caída de tensión en los alimentadores. Una tensión reducida en las terminales del motor, acarrea entre otros, un incremento de la corriente, sobrecalentamiento y disminución de su eficiencia. Las normas permiten una caída máxima del 3 % (o en la combinación del alimentador y circuito derivado) pero es recomendable que no rebase el 1 %.
- 12.- Balancear la tensión de alimentación en los motores trifásicos de corriente alterna. El desequilibrio entre fases no debe excederse en ningún caso del 5 %, pero entre menor sea el desbalance, los motores operarán con mayor eficiencia.
- 13.- Compensar la energía reactiva demandada por los motores de corriente alterna más importantes o con mayor número de horas de funcionamiento, mejorando el factor de potencia de la instalación, con lo que se reducen las pérdidas de la potencia y de la tensión en los conductores.
- 14.- Procurar que los motores síncronos funcionen con un factor de potencia cercano a la unidad, para mejorar el factor de potencia de la instalación.
- 15.- Evitar hasta donde sea posible arranque y la operación simultánea de motores, sobre todo de mediana y de gran capacidad, para disminuir el valor máximo de la demanda.
- 16.- Utilizar arrancadores a tensión reducida, en aquellos motores que realicen un número elevado de arranques. Con esto se evita un calentamiento excesivo en los conductores y se logra disminuir las pérdidas durante la aceleración.
- 17.- Utilizar arrancadores estrella – delta o de devanado partido, como alternativa de los arrancadores a tensión reducida cuando la carga impulsada no requiera de alto par de arranque. Son más económicos y eficientes en términos de energía, pero tienen el inconveniente de que el par de arranque se reduce notoriamente.
- 18.- Sustituir en los motores de rotor devanado, los reguladores con resistencia para el control de la velocidad, por reguladores electrónicos más eficientes. En las resistencias se llega a consumir hasta un 20 % de la potencia que el motor toma de la red.
- 19.- Sustituir motores con engranes, poleas, bandas u otro tipo de transmisión, para reducir la velocidad del motor, por motores de velocidad ajustable con reguladores electrónicos.

- 20.- Instalar motores de velocidad ajustable con reguladores electrónicos, en aquellos accionamientos, donde la carga sea variable y se pueda controlar ajustando la velocidad. Por ejemplo en sistemas de bombeo o compresión que deben suministrar caudales variables y que para hacerlo utilicen válvulas u otros dispositivos de control. La eficiencia total del motor y su carga se eleva notablemente con ahorros importantes de energía.
- 21.- Evaluar la posibilidad de conectar la ventilación solamente durante las bajas velocidades, en aquellos motores de velocidad ajustable y ventilación separada provista por equipos auxiliares. Con esto se puede reducir el consumo de energía en el sistema de ventilación.
- 22.- Preferir el acoplamiento individual, en accionamientos con un grupo de motores, así se consigue mejor que cada motor trabaje lo más cerca posible de su máxima carga.
- 23.- Acoplar directamente el motor a la carga siempre que el accionamiento lo permita. Con se evitan las pérdidas en el mecanismo de transmisión.
- 24.- Instalar acoplamientos flexibles en aquellos motores sometidos a un número elevado de arranques súbitos. Con esto se pueden atenuar los efectos de una alineación defectuosa, reducir los esfuerzos de torsión en la flecha del motor y disminuir las pérdidas por fricción.
- 25.- Instalar equipos de control de la temperatura del aceite de lubricación de cojinetes de motores de gran capacidad a fin de minimizar las pérdidas por fricción y elevar la eficiencia.
- 26.- Mantener en buen estado y correctamente ajustados los equipos de protección contra sobrecalentamientos o sobrecargas en los motores. Los protegen de daños mayores y evitan que operen con baja eficiencia.
- 27.- Revisar periódicamente las conexiones del motor, junto con las de su arrancador y demás accesorios. Conexiones flojas o mal realizadas con frecuencia originan un mal funcionamiento del motor y ocasionan pérdidas por disipación de calor.
- 28.- Mantener en buen estado los porta escobillas, escobillas, conmutadores y anillos colectores en motores de corriente directa, síncronos y de rotor devanado. Un asentamiento incorrecto de las escobillas sobre el conmutador en los anillos colectores, provoca sobrecalentamiento y pérdidas de energía.
- 29.- Mantener en óptimas condiciones los sistemas de ventilación y enfriamiento de los motores, para evitar sobrecalentamientos que puedan aumentar las pérdidas en los conductores del motor y dañar los aislamientos.
- 30.- Verificar periódicamente la alineación del motor con la carga impulsada. Una alineación defectuosa puede incrementar las pérdidas por rozamiento y en caso extremo ocasionar daños mayores en el motor y en la carga.

- 31.-** Reparar o cambiar los ejes del motor y de la transmisión, si se han doblado por sobrecarga o por mal uso. Un eje en mal estado incrementa las pérdidas por fricción y puede ocasionar daños severos sobre todo en los cojinetes del motor.
- 32.-** Mantener en buen estado los medios de transmisión entre el motor y la carga, tales como: poleas, engranes, bandas y cadenas. Si estos no se encuentran en condiciones apropiadas o su instalación es incorrecta, pueden ocasionar daños importantes, además de representar una carga inútil para el motor.
- 33.-** Mantener en óptimas condiciones los cojinetes del motor. Una cantidad considerable de energía se pierde en cojinetes en mal estado o si su lubricación es inadecuada (insuficiente o excesiva).
- 34.-** Realizar la inspección periódica del motor, incluyendo lecturas de corriente, potencia (KW), velocidad (RPM), resistencia de aislamiento, etc. Con objeto de verificar si se mantienen en condiciones apropiadas de funcionamiento y eficiencia, y poder tomar acciones correctivas, cuando se requieran.
- 35.-** Efectuar rutinariamente la limpieza del motor, con el propósito de eliminar la suciedad, el polvo y objetos extraños, que impidan su óptimo funcionamiento. La regularidad con que esta se realice dependerá de las condiciones en las que el motor este trabajando, pero es recomendable desmontarlo al menos una vez al año para realizar la limpieza completa de todos sus componentes.
- 36.-** Mantener actualizados los manuales de operación de los motores, incorporando en estos las modificaciones que tengan lugar.

GLOSARIO

SCR.- Rectificar controlado de silicio

GTO.-Tiristor desactivado por Compuerta

IGBT.- Transistor Bipolar de Compuerta Aislada

BJT.- transistor Bipolar de Juntura

SIT.- Transistor de Inducción Estática

SITH.- Tiristor de Inducción Estática

MOSFET.- Transistor Efecto de Campo de Metal Oxido

RCT.- Tiristor de Conducción Inversa

LASCR.- Rectificador Controlado de Silicio Activado por Luz

MCT.- Tiristor Controlado MOS

GATT.- Tiristor Apagado Asistido por Puerta

DC.- Corriente directa

AC.- Corriente Alterna

PWM.- Modulación por Ancho de Pulsos

THD.- Distorsión Armónica Total

mf.- Modulación en frecuencia

ma.- Modulación en Amplitud

BIBLIOGRAFIA

**POWER SEMICONDUCTOR
CONTROLLED DRIVES
AUTOR: GOPAL K. DUBEY
ED. PRENTICE HALL**

**POWER ELECTRONICS CONVERTER APLICACIONES AND DESING
NED HOMAN
TORE M. UNDELAND
WILLIAM P. ROBBINS
ED. JOHN WILEY AND SONS, 1989.**

**ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS
AUTOR: PHILIP T. KREIN
ED. OXFORD UNIVERSITY PRESS 1998**

**POWER SEMICONDUCTORS CIRCUITS
S.B. DEWAN
A. STRAUGHEN
WILEY- INTERCIENCE PUBLICATION
ED. JOHN WILEY AND SONS.**

**ELECTRONONICA DE POTENCIA, DI8SPOSITIVOS Y APLICACIONES
MUHAMMAD H. RASHID, 2ª EDICIÓN
ED. PRENTICE HALL, 1995.**

**ELECTRÓNICA DE POTENCIA, LOS CONVERTIDODES ESTATICOS DE ENERGÍA
AUTOR: GUY SEGUIER
ED. MARCOMBO**

**ELECTRÓNICA DE POTENCIA
TEORÍA Y APLICACIÓN
AUTORES: JOSE MANUEL BENAVENT GARCÍA
ANTONIO ABELLÁN GARCÍA
EMILIO FIGUERES AMORÓS
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA**

**ELECTRIC MACHINERY FUNDAMENTALS
STEPHEN J. CHAPMAN
FOURTH EDITION
ED. McGraw HILL**

**CONVERSIÓN DE ENERGÍA
ELECTROMECAÁNICA
AUTOR: VEMBU GOURISHANKAR
REPRESENTACIONES Y SERVICIOS
DE INGENIERÍA S.A.**

**MAQUINAS ELECTROMECAÁNICAS
Y ELECTROMAGNÉTICAS.
AUTOR: LEANDER W. MATSCH
REPRESENTACIONES Y SERVICIOS
DE INGENIERÍA, S.A. MÉXICO.**

**MÁQUINAS ELÉCTRICAS
ESTADO PERMANENTE Y DINÁMICO
AUTOR: GEORGE J. THALER
MILTON L. WILCOX
ED. LIMUSA**

**MAQUINAS ELÉCTRICAS Y TRANSFORMADORES
AUTOR: IRVING L. KOSOW
ED. REVERTE, S.A.**

**TEORIA DE LAS MÁQUINAS
DE CORRIENTE ALTERNA
AUTOR: ALEXANDER S. LANGSDORF
ED. McGraw HILL**

**FIDE
RECOMENDACIONES PARA
EL AHORRO DE ENERGÍA
EN MOTORES ELÉCTRICOS**