



Universidad de San Carlos de Guatemala
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO

Edwin Horacio García

Asesorado por: Ing. Kenneth Issur Estrada Ruíz

Guatemala, octubre de 2007

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES
DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR:

EDWIN HORACIO GARCÍA

ASESORADO POR EL ING. KENNETH ISSUR ESTRADA RUÍZ

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

GUATEMALA, OCTUBRE DE 2007

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

DECANO	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
VOCAL I	Inga. Glenda Patricia García Soria
VOCAL II	Inga. Alba Maritza Guerrero de López
VOCAL III	Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón
VOCAL IV	Br. Kenneth Issur Estrada Ruiz
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivonne Véliz Vargas

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO:	Ing. Sydney Alexander Samuels Milson
EXAMINADOR:	Ing. José Guillermo Bedoya Barrios
EXAMINADOR:	Ing. Marvin Marino Hernández Fernández
EXAMINADOR:	Ing. Manuel Barrera
SECRETARIO:	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

Cumpliendo con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO,

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Mecánica Eléctrica, el 22 de febrero de 2004.



Edwin Horacio García

Guatemala, 11 de Mayo de 2007.

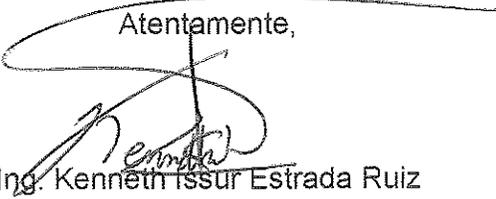
Ing. Guillermo Bedoya
Coordinador Area de Potencia
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Universidad de San Carlos de Guatemala
Su despacho

Respetable Ing. Bedoya

Al saludarle, me dirijo a usted para informarle que ha sido concluido satisfactoriamente el trabajo de graduación REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO, elaborado por el estudiante Edwin Horacio García, tema para el cual fui asignado como asesor.

Considero que se han cumplido las metas propuestas al inicio del trabajo, por lo que recomiendo se apruebe en el entendido de que el autor y el suscrito son los responsables de lo tratado y de las conclusiones del mismo.

Atentamente,



Ing. Kenneth Issur Estrada Ruiz

Colegiado No. 6271

ASESOR



Guatemala, 22 de agosto 2007.

FACULTAD DE INGENIERIA

Señor Director
Ing. Mario Renato Escobedo Martínez
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:
REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO, desarrollado por el estudiante; Edwin Horacio García, por considerar que cumple con los requisitos establecidos para tal fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS

Ing. José Guillermo Bedoya Barrios
Coordinador Área de Potencia

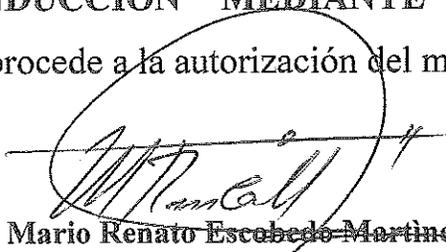
JGBB/sro





FACULTAD DE INGENIERIA

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Area, al trabajo de Graduación del estudiante; Edwin Horacio García titulado: **REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO**, procede a la autorización del mismo.


Ing. Mario Renato Escobedo Martínez
DIRECTOR



GUATEMALA, 24 DE AGOSTO 2,007.



El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **REDUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL ARRANQUE ELECTRÓNICO**, presentado por el estudiante universitario Edwin Horacio García, procede a la autorización para la impresión del mismo.

IMPRÍMASE

Ing. Murphy Olimpo Paiz Recinos
DECANO



Guatemala, Octubre de 2007

AGRADECIMIENTOS

A:

Dios

Por su bendición al otorgarme la vida y este triunfo.

Mis padres

Edwin Rodríguez Flores y Carmen García López, por su amor, dedicación, paciencia y esfuerzo por darme los medios necesarios para culminar esta meta.

Mis hermanos

Hena Esmeralda, José Miguel, Mario Raúl, Miguel Angel, Luis Amilcar.

Mi cuñado

Sergio Antonio López, gracias por su apoyo incondicional.

Mi asesor

Ing. Kenneth Issur Estrada Ruíz

Colaboradores en este trabajo de graduación

Ing. José Ariel Corleto, Lic. Carlos Ruedas, Luís Saganimaga, Héctor Ramírez, Ing. Kenneth Issur Estrada, Ing. Edgar Montufar

**Mis compañeros y amigos de la
Universidad**

Halston Petrocelli Castillo, Julio Suy, Inmer Orozco, Esau Galindo, Francisco Murga, Salvador Tuna, Hugo Castillo, Dra. Tannia Ovando de Castillo, Carlos Rosales, Julio Salazar, Rubén Rodas, Iván Ávila, German Vivas, German Juárez. Por su amistad brindada y los momentos compartidos

**Personal del Centro de
Capacitación Santa Lucía
Cotzumalguapa INTECAP**

Por su amistad y apoyo en las actividades que realizó dentro de la institución.

**Personal del Centro de
actualización Docente CNAD
(México D.F.)**

Por su paciencia, amistad y apoyo en las enseñanzas de los eventos realizados. Por darme la oportunidad de conocer su país, a sus familias y casas.

Facultad de Ingeniería USAC

Por haberme brindado la oportunidad de estudiar una carrera universitaria y culminarla.

DEDICATORIA

A:

Dios

Porque te amo, por tus bendiciones y paciencia; tú quisiste que llegara hasta aquí. Gracias.

**Mis Abuelitos (Q.E.P.D)
Miguel (†) y Berta (†)**

En especial, porque iniciaron los cimientos de mi carrera, me vieron llegar a esta meta. Es un triunfo de ambos.

Mi Madre

Porque desde siempre has sido mi soporte, mi consejera y amiga, porque mis metas también son las tuyas.

Mi Padre

Por ser parte integral de mi formación y por el esfuerzo realizado para llegar a esta meta.

Mi Hermana

En especial. Para que este logro sea una mínima recompensa a tus esfuerzos, ya que fuiste pilar y ejemplo para lograr este éxito.

Mis Hermanos

Con mucho cariño, para que este triunfo sea un ejemplo de superación.

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	V
LISTA DE SÍMBOLOS	XI
GLOSARIO	XIII
OBJETIVOS	XVII
RESUMEN	XIX
INTRODUCCIÓN	XXI
1. MOTORES DE INDUCCIÓN	1
1.1 Descripción general	1
1.2 Curva del par versus velocidad síncrona	5
1.3 Efecto del par con la resistencia rotórica	7
1.3.1 Efecto de la resistencia del rotor	7
1.3.1.1 Rotor devanado	7
1.3.1.2 Rotor de barras profundas	11
1.3.1.3 Rotor de doble jaula de ardilla	15
1.4 Consideraciones para la aplicación de motores de inducción	19
1.4.1 Diseño de motores clase A	19
1.4.2 Diseño de motores clase B	20
1.4.3 Diseño de motores clase C	21
1.4.4 Diseño de motores clase D	21
1.5 La corriente de arranque en motores de inducción	23
1.5.1 Curva de corriente versus velocidad sincrónica	23

2.	TIPOS DE ARRANQUES CLASICOS PARA MOTORES DE INDUCCIÓN A TENSIÓN REDUCIDA EN BORNES DEL MOTOR	31
2.1	Arranque con resistencias	31
2.1.1	Colocadas en los devanados estatóricos en serie	31
2.1.2	Resistores colocados en los anillos rozantes del rotor en corto circuito	34
2.2	Arranque con inductancias en serie	38
2.3	Arranque estrella – delta	40
2.4	Arranque con devanado partido <i>Damping</i>	45
2.5	Arranque con autotransformadores	47
3	COMPONENTES ELECTRÓNICOS	55
3.1	Dispositivos electrónicos	55
3.1.1	Tiristor de dos terminales o diodo PNPN	55
3.1.2	Tiristor de tres terminales o SCR	57
3.1.3	Características y valores nominales del SCR	62
3.1.4	Tiristor de apagado por compuerta	66
3.1.5	DIAC	68
3.1.6	TRIAC	69
3.1.7	Transistor bipolar de compuerta aislada	73
4.	ARRANQUE ELECTRÓNICO	75
4.1	Concepto	75
4.2	Características	75
4.2.1	Encapsulado	76
4.2.2	Puente de tiristores	79
4.2.3	Curva de operación del motor	82
4.2.4	Curvas de operación del tiristor	85

4.2.5	Tiempo de arranque demasiado prolongado	92
4.2.6	Rampa de tensión	93
4.2.7	Reducción del par	93
4.2.8	Limitación de la corriente de arranque	94
4.2.9	Confiabilidad que presenta el tiristor	95
5.	APLICACIONES	97
5.1	Análisis y comparación del control de arranque de un motor de inducción del laboratorio de máquinas usando arranque electrónico versus arranque clásico	97
5.1.1	Datos del sistema a evaluar	97
5.1.2	Equipo necesario a estudiar	97
5.1.3	Comportamiento con el arranque YA	98
5.1.4	Comportamiento utilizando SCR	106
5.1.5	Comparación de los arranques SCR versus y-A	112
5.2	Ahorro de energía en el proceso del arranque	113
	CONCLUSIONES	117
	RECOMENDACIONES	119
	BIBLIOGRAFIA	121
	ANEXO	123

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

1.	Curva de par versus velocidad de un motor de inducción	7
2.	Representación del circuito equivalente para un Motor de inducción polifásico	8
3.	a) Curvas par versus deslizamiento para un motor de inducción que muestra el resultado de cambiar la resistencia del circuito del rotor devanado, b) Representación del rotor devanado con los anillos rozantes	10
4.	Apreciación de una barra profunda a) de rotor y b) flujo de dispersión de ranura c) proceso de arranque	12
5.	Representación del efecto piel para una barra de cobre de rotor de una pulgada de profundidad	15
6.	Representación del rotor de doble jaula de ardilla a) rotor, b) flujo de dispersión de ranura c) curva de operación	17
7.	Curva par versus velocidad de operación para cada clase de Motor de inducción con rotor jaula de ardilla	23
8.	Representación simbólica de un motor trifásico con puesta en marcha en forma directa a la red de alimentación	24
9.	Representación gráfica del comportamiento de la corriente de Arranque de un motor de inducción con respecto a la velocidad y el deslizamiento, también se incluye el comportamiento del par de motor	27

10.	Representación del arranque con tres etapas de resistencia acoplados en el diagrama de fuerza de un motor trifásico	32
11.	Representación de la curva resultante de un motor mediante la presencia de etapas de resistencia estáticas a) del par versus velocidad b) de la corriente versus velocidad del motor	33
12.	Representación esquemática para el proceso de arranque de un motor trifásico con rotor devanado	35
13.	Representación simbólica para un motor de anillos rozantes montados sobre el eje del rotor	36
14.	Representación de un motor de rotor devanado con anillos rozantes	36
15.	Representación esquemática del diagrama unifilar para un arranque de un motor con rotor devanado	37
16.	Representación de la curva de operación para el arranque de un motor con rotor devanado con inserción de resistencias rotóricas a) del par en función de la velocidad b) de la corriente en función de la velocidad del motor	37
17.	Representación de la variación de la resistencia del rotor en función del deslizamiento del motor y comportamiento del par	38
18.	Representación del arranque de un motor trifásico mediante el método de inductancias acopladas en serie en cada fase del motor	40
19.	Representación del diagrama de fuerza del arranque estrella – delta para un motor trifásico con seis terminales externos	43
20.	Representación simbólica de un motor trifásico para un arranque estrella – delta	44
21.	Representación de las curvas de operación para un arranque estrella- delta a) del para en función de la velocidad y b) de la	

corriente en función de la velocidad del motor	45
22. Representación esquemática para el proceso de arranque de un motor con devanado dividido	47
23. Representación esquemática del proceso de arranque con autotransformador conectado al tap de alimentación del 50%	52
24. Representación de la curva de intensidad versus velocidad para un motor trifásico arrancado con autotransformador con el 50, 65 y 80% de compensación de la tensión en bornes	53
25. Símbolo de un tiristor de dos terminales o diodo PNP	55
26. Curva característica voltaje-corriente para un diodo PNP	
27. a) Símbolo del SCR b) construcción básica	58
28. Circuito equivalente de dos transistores del SCR a) división De la estructura PNP de cuatro capas b) circuito equivalente	59
29. a) Análisis del estado de apagado del SCR, b) circuito equivalente	60
30. Representación del estado de encendido del SCR	61
31. Técnica de conmutación forzada	62
32. Características del SCR	63
33. Características de la compuerta para el SCR	66
34. a) Símbolos de un tiristor de apagado por compuerta b) la corriente de compuerta en forma de onda, que se requiere para encender y apagar este tipo de tiristor	67
35. a) Representación simbólica dl diac y b) Características voltaje versus corriente diac	68
36. a) Símbolo de un Triac, b) características voltaje versus corriente de un Triac	70
37. Representación de un circuito que consta de un atenuador luminoso de lámparas incandescentes con un triac	71
38. Símbolo de un transistor IGBT	73
39. Comparación de velocidades y capacidades en función de	

la potencia de los tiristores SCR, GTO y transistores de potencia	74
40. Representación del encapsulado de los tiristores de potencia según la magnitud de corriente máxima que pueden soportar sin sufrir daño a) tiristor de 45 amperios b) tiristor de 60 amperios c) tiristor de 15 amperios d) tiristor de 25 amperios	78
41. Representación del puente de tiristores conectados a los terminales del motor trifásico	79
42. Representación del voltaje aplicado en una fase a un motor trifásico en el proceso de arranque con la presencia en el circuito de SCR's	80
43. Representación de la curva del torque desarrollado en el motor con la presencia del puente de SCR's	80
44. Representación del voltaje aplicado en una fase de un motor con dos disparos por semiciclo en el puente de tiristores	81
45. Representación del par desarrollado en el motor en el proceso de arranque con la presencia de dos disparos por semiciclo en el voltaje del puente de tiristores	81
46. Representación de la forma de onda a) del voltaje aplicado por fase en el arranque directo a un motor trifásico b) del par desarrollado en el proceso de arranque	82
47. Representación de la forma de onda de a) el voltaje aplicado a una fase durante el arranque de un motor, con la aplicación del método del autotransformador b) par desarrollado en el proceso de éste arranque	83
48. Representación de la curva de operación del par y la corriente para un arranque estrella-delta de un motor trifásico	84
49. Representación para el ángulo de disparo de un SCR	87
50. Representación de las curvas características del proceso de puesta en conducción para un tiristor	89

51. Representación de la curva característica del proceso de corte del tiristor	90
52. Representación del ángulo de bloqueo y conducción de un tiristor	91
53. Representación del comportamiento del voltaje, la corriente y el par en el proceso de arranque de un motor trifásico con la presencia de un puente de tiristores	95
54. Representación esquemática para el arranque estrella - delta	99
55. Representación del diagrama de mando para el arranque estrella – delta	99
56. a) Presentación de la conexión del equipo a evaluar b) presentación de la conexión del motor para las pruebas	100
57. Representación de las curvas capturadas en la prueba en donde el equipo esta en estado de stop	101
58. Representación de las curvas capturadas en la prueba en donde el cursor esta en proceso de lectura	101
59. Representación de la captura de la curva de la Corriente para el tiempo igual a cero	103
60. Representación de la captura de la curva de la corriente para un tiempo de 1.2 segundos después	103
61. Captura de la medición de la fuente de alimentación cuando el motor esta apagado	105
62. Captura de la medición de la fuente de alimentación el motor arranca en estrella	
63. Captura de la medición de la fuente de alimentación el motor conmuta de estrella a delta	106
64. Representación de la captura de la curva de operación de la tensión en función del tiempo con SCR en terminales de motor trifásico con voltaje en terminales de motor justo en el instante de marcha del mismo	107

65. Representación de la captura de la curva de operación de la tensión en función del tiempo con SCR en terminales del motor trifásico con voltaje en proceso de crecimiento en terminales del motor	108
66. Representación de la captura de la curva de operación de la tensión en función del tiempo de SCR en terminales del motor trifásico al 100% de la tensión en terminales del motor	108
67. Representación de la captura de la curva de la corriente en el proceso de arranque del motor para el tiempo igual a cero	109
68. Representación de la captura de la curva de la corriente en el Proceso de arranque del motor y cuando se alcanza la Corriente máxima	110
69. Representación de la captura de la curva de la corriente en el proceso de arranque del motor al alcanzar la corriente en funcionamiento normal	111
70. Representación de la captura de la curva de la corriente en el aumento de carga en el eje del motor	111
71. Representación de tres devanados desfasados 120 grados eléctricos entre ellos en el estator	123
72. a) Representación de los campos giratorios y los ejes magnéticos del estator respecto del rotor b) posiciones de las ondas del campo giratorio	124

TABLAS

I. Corriente de arranque en Guatemala	30
II. Datos recabados	112

LISTA DE SÍMBOLOS

s	Deslizamiento
f	Frecuencia
W_s	Velocidad sincrónica
Σ	Sumatoria del i -ésimo al e -nésimo
p	Número de polos pares de un motor de inducción
T	Torque propio de un motor de inducción
I	Intensidad del motor
P	Potencia activa
ef	Eficiencia en porcentaje del motor de inducción
$\cos\theta$	Factor de potencia del motor
Q	Potencia reactiva
Q_1	Transistor bipolar
K_1	Contactador
KMT	Relé de tiempo
M	Motor
I_A	Corriente de ánodo
KW	Potencia del motor en kilo-watts
$KW_{Arranque}$	Kilo-watts de arranque del motor

V_B	Voltaje en corriente directa
dv/dt	Gradiente de potencial en función del tiempo
Kv	Kilovoltios
Hp	Potencia del motor equivalente a 746 watt
θ_e	Ángulo eléctrico
θ_m	Ángulo mecánico

GLOSARIO

Caballo de fuerza

Hp

Corto Circuito

Potencia del motor equivalente a 746 Watt en el sistema eléctrico.

Es la conexión directa de valores resistivos bajos que pueden alterar en forma significativa el comportamiento de un elemento o sistema.

Diac

Se entiende como una combinación paralela inversa de dos terminales de capas de semiconductores que permiten el disparo en cualquier dirección.

Eficiencia

Índice de la salida para producir potencia que ofrece información inmediata acerca de las características de la conversión de energía de un sistema.

Energía

Cantidad cuya variación de estado se determina por el producto del índice de la conversión y el periodo implicado o comprendido, se mide en Joules o Watt-segundo.

Factor de potencia	Indicación de la resistividad de un sistema eléctrico, cuanto mayor es el factor de potencia, tanto mayor es la componente resistiva.
Flujo eléctrico	Líneas trazadas para indicar la resistencia y dirección de un campo eléctrico en una región determinada.
Flujo magnético	Líneas de naturaleza continua que revelan la fuerza y dirección del campo magnético.
Frecuencia	Es el número de ciclos de una forma de onda periódica que ocurre en un segundo y se mide en Hertz.
Intensidad	Unidad de medida que se aplica al flujo de carga a través de un conductor.
Periodo	Es el recíproco de la frecuencia o el intervalo entre las repeticiones de una forma de onda periódica.
Potencia real	Indicación de la cantidad de trabajo que puede realizarse en una cantidad específica de tiempo.

Potencia reactiva

Se define como el valor pico de la componente seno de la potencia instantánea, cuyo valor promedio es cero y por ello no es capaz de realizar trabajo útil, pero se desplaza continuamente del generador a la carga y viceversa

Resistencia

Medida de la oposición al flujo de carga a través de un material.

Semiconductor

Es un material que posee un nivel de conductividad sobre algún punto entre los extremos de un aislante y un material conductivo.

Tensión

Unidad de medida que se aplica a una diferencia de potencial entre dos puntos. Si se requiere un Joule de energía para desplazar un Coulombio de carga entre dos puntos, se dice que la diferencia de potencial es de un voltio.

Tiristor

Es un dispositivo semiconductor de cuatro capas pnpn, también conocido como rectificador controlado de silicio con un tercer terminal para efectos de control.

Triac

Es fundamentalmente un diac con una terminal de compuerta para controlar las condiciones de activación bilateral del dispositivo en cualquier dirección.

OBJETIVOS

Generales

1. Analizar el comportamiento de los arrancadores clásicos.
2. Analizar el comportamiento de los arrancadores electrónicos respecto de los clásicos.

Específicos

1. Analizar el comportamiento de un arrancador electrónico de potencia para el proceso de arranque de un motor.
2. Conocer la potencia del motor, para poder elegir el tiristor de potencia adecuado que soporte la corriente del motor sin que sufra daños.
3. Analizar el punto de disparo de los SCR's que aseguren una rampa de aceleración suave, progresiva y estable en el momento de arranque del motor.
4. Conocer el tiempo mínimo de aceleración de los SCR's, para evitar tiempos de arranque demasiado largos sin alcanzar la velocidad de régimen del motor.

RESUMEN

En el presente trabajo de graduación se desarrolla el análisis de los diferentes tipos de arranque de motores de inducción fundamentado en sistemas trifásicos. Esto tiende a ser de gran relevancia debido a las características que cada arranque brinda. Este estudio, muestra el estado de los diferentes métodos para poner en marcha motores trifásicos, de los cuales se analizan las ventajas y desventajas de cada método, para con este análisis una vez culminado, llegar a proponer el método que brinde mayor rendimiento para lograr la puesta en marcha de los motores trifásicos.

Por los datos capturados en las diferentes pruebas de campo se determinan los valores de tensión y corriente en función del tiempo en el proceso de arranque para el método de arranque estrella – delta comparado con el arranque mediante la presencia de tiristores.

Al conocer la captura de dichos valores se propone el esquema de arranque con la presencia de tiristores, que evita la elevación drástica de la corriente de arranque de estos motores, proporcionando un arranque más suave y con esto lograr mayor vida útil en el motor, debido a que las altas corrientes de arranque tienden a someter a grandes esfuerzos el aislamiento del motor, viéndose reducida la vida útil del mismo, principalmente cuando se encuentra sometido a constantes maniobras de arranque.

Posteriormente; se realiza un análisis económico para determinar la viabilidad económica de la implementación de dicho arranque, tomando en cuenta los costos y beneficios. Se concluye posteriormente que este tipo de arranque es una opción con grandes criterios en el ahorro de energía en el proceso de arranque para los motores trifásicos.

INTRODUCCIÓN

El análisis de los diferentes tipos de arranque de motores de inducción, tiende a ser de gran relevancia debido a las características eléctricas que cada arranque brinda. En el presente estudio se presenta el análisis de diferentes métodos para poner en marcha los motores de inducción, de los cuales se analizan sus ventajas y desventajas, para con esto llegar a proponer el método que brinde mayores ventajas tanto eléctricas como ahorros de energía, para lograr la puesta en marcha de los mencionados motores.

El uso de los arrancadores clásicos presentan numerosas desventajas, prueba de ello, se pretende buscar un método de arranque que pueda reducir estas desventajas, haciendo uso de materiales semiconductores tales como: usando tiristores de potencia, tomando control en el ángulo de disparo en cada semiciclo del voltaje aplicado nos ofrece poderosas ventajas sobre los arrancadores clásicos, no descuidando la elección de un término medio entre las necesidades y costo del arrancador.

En muchas partes existe la presencia de motores residenciales o industriales, desde algunos cuantos caballos de fuerza hasta de una cantidad considerablemente grande de estos. Los motores se pueden poner en marcha conectándolos directamente a la línea de suministro eléctrico, pero los motores comerciales necesitan normalmente seis veces su corriente nominal para arrancar cuando se aplica el voltaje nominal al estator.

Esta alta corriente que es demandada puede causar problemas en el sistema eléctrico donde se encuentra instalado, debido a las grandes caídas de tensión que provoca, las cuales se consideran como pérdidas en la red eléctrica.

1. MOTORES DE INDUCCIÓN

1.1 Descripción general

Los motores de inducción son los encargados de convertir la energía eléctrica, en energía mecánica para efectuar algún trabajo útil. Estos motores hacen uso para su funcionamiento de los campos magnéticos giratorios, creados por la interacción de los campos magnéticos del rotor y los campos magnéticos del estator, en el cual se aplica corriente alterna en forma directa a los devanados del estator y al rotor por inducción o acción transformador desde el estator. Los motores de inducción son los más usados en la industria, presentan una característica similar al motor síncrono, pero el rotor está construido con barras o bobinas que se conectan en corto circuito. El campo magnético rotativo del estator inducirá una fuerza electromotriz en los conductores del rotor, como estos están en corto circuito, por ellos circulará una corriente que producirá el campo magnético necesario en el rotor para hacer que este último gire a una velocidad cercana a la de sincronismo.

En estos motores, el rotor siempre opera a una velocidad menor y en la misma dirección que la velocidad rotativa de los campos magnéticos del estator, la cual recibe por nombre de velocidad síncrona y la velocidad del rotor toma el nombre de velocidad mecánica. Lo anterior se debe a que si el rotor girara a la velocidad síncrona, las líneas de campo magnético rotatorio no cortarían los conductores del rotor, por lo tanto no habría movimiento relativo entre los campos magnéticos del estator versus rotor y en consecuencia no hay inducción, lo cual da como resultado que el motor se detenga como se muestra en la fórmula (1.1).

$$e_{ind} = (v \times B) \cdot l \quad (1.1)$$

En donde:

B = densidad de flujo magnético del estator

v = velocidad de las barras del rotor con relación al campo magnético

l = longitud de la barra del rotor

e_{ind} = voltaje inducido en una barra del rotor

\times = producto vectorial

Si la densidad de flujo magnético es cero, el voltaje inducido será cero.

Con lo anterior, es necesario que exista siempre una diferencia entre la velocidad de los campos estatórico versus rotórico como se muestra en la ecuación 1.4. A esta diferencia se le conoce como deslizamiento, el cual varía de acuerdo a la carga, al voltaje de la red y al propio diseño del motor. Con esto podemos definir la velocidad síncrona como la velocidad de rotación del campo giratorio del inductor o estator la cual depende de la cantidad de polos del motor y de la frecuencia de la red en hertz. Los bobinados pueden ser contruidos con uno o más pares de polos, que se distribuyen alternadamente (un polo norte y uno sur) a lo largo del perímetro del núcleo magnético. El campo magnético giratorio recorre un par de polos en cada ciclo. Así como el bobinado tiene polos o pares de polos, la velocidad síncrona del campo giratorio será (1.2):

$$W_s = \frac{120f}{P} \text{ r.p.m} \quad (1.2)$$

Donde:

W_s = velocidad síncrona de los campos giratorios del estator

f = frecuencia de la red

P = número de polos del motor

La cantidad de polos de un motor siempre deberá ser par, puesto que las líneas de flujo magnético no tienen orígenes ni puntos finales como las de flujo eléctrico y dichas líneas de flujo salen del polo norte y entran en el sur formando una trayectoria cerrada, ya que tal embobinado produce un polo magnético norte y uno sur, es decir que es un embobinado bipolar, con lo cual se forman los pares de polos y la frecuencia generalmente será de 60 Hz. Según las normas IEC 34-1, los motores de inducción deben ser capaces de funcionar eficientemente con frecuencias hasta 5% por encima o debajo de su frecuencia nominal. Para motores de dos polos, el campo magnético recorre una vuelta en cada ciclo y así los grados eléctricos equivalen a los grados mecánicos. Para motores con más de dos polos, tendrán un giro geométrico menor e inversamente proporcional a 360° (ver anexo), un giro geométrico de $360^\circ \times 2/6 = 120^\circ$ para un motor de seis polos.

Esto equivale a $1/3$ de la velocidad en un motor de dos polos para uno de seis polos, de donde se concluye que (1.3):

$$\text{Grados eléctricos} = (\text{grados mecánicos}) * \left(\frac{P}{2} \right) \quad (1.3)$$

Cuando el rotor gira a una velocidad mecánica menor a la velocidad síncrona, o sea la velocidad del campo magnético giratorio del estator, el bobinado del rotor corta las líneas de fuerzas magnéticas del campo y es la única parte que contribuye con la tensión generada en la misma según la ley de inducción de Faraday (ecuación 1.1).

En éste circulan corrientes inducidas y estas producen otro campo magnético opuesto según la ley de Lenz y que por lo mismo tiende a seguirlo en su rotación de tal forma que el rotor empieza a girar con tendencia a igualar la velocidad del campo magnético giratorio, sin que ello llegue a producirse. Al existir diferencia entre estas dos velocidades, da origen al deslizamiento y nos da la siguiente fórmula (1.4).

$$S = \frac{W_s - W_m}{W_s}$$

(1.4)

Considerando el origen del deslizamiento se puede determinar el origen del torque o par del motor.

En el arranque el motor está parado y el deslizamiento tiene el valor de uno, y la frecuencia del rotor es igual a la del estator, entonces, los campos producidos por las corrientes del rotor, giran a la misma velocidad que los campos del estator, dando origen a un par de arranque que tiende a hacer girar al rotor en la dirección de rotación del campo inductor en el estator. Si este par es suficiente para superar a la oposición al giro que se crea por la carga en el eje, el motor llegará a su velocidad de operación. Con el rotor girando en la misma dirección de rotación que la del campo del estator, la frecuencia de las corrientes del rotor es $s f$ y la componente del campo del rotor originado por ellas gira a una velocidad igual a $s W_s$ con respecto al rotor en la dirección de avance.

Entonces si los campos del estator y rotor son estacionarios entre sí, se produce un par permanente y se mantiene la rotación. Este par, que es función de la velocidad mecánica se llama par asíncrono. La corriente del rotor queda determinada por el voltaje que se induce en el rotor y su impedancia de dispersión ambas a la frecuencia de deslizamiento. El voltaje inducido en el rotor es proporcional al deslizamiento.

Cuando el motor esta girando en vacío, o sea con carga nula, alcanza lo que se conoce como velocidad de ventilador, en la cual la velocidad mecánica tiene valores muy cercanos a la velocidad síncrona pero nunca llegan a ser iguales y el valor que toma el deslizamiento es muy cercano a cero.

A medida que la carga aumenta en el eje del rotor del motor, decae la velocidad mecánica del motor en un 3%, ya que estos motores presentan la característica de ser motores de velocidad constante con una pérdida de velocidad máxima del 3% al incrementarse la carga.

Esta pérdida de velocidad provoca un pequeño aumento del deslizamiento, que toma valores para condiciones normales de funcionamiento de 3 a 10% a plena carga en la mayor parte de los motores jaula de ardilla. Para contrarrestar esa pérdida de velocidad, se origina un aumento de la corriente así como del par del motor.

1.2 Curva del par versus velocidad síncrona

La relación que existe entre la velocidad y el par es generalmente tal que al aumentar la carga en el eje del motor, la velocidad baja ligeramente siendo compensada inmediatamente por un aumento de la corriente en los arrollamientos del estator. El par se origina con la diferencia de velocidad que existe entre la velocidad síncrona y velocidad mecánica del motor.

A esa diferencia de velocidad se le llama deslizamiento. Debemos de tener en cuenta que el flujo resultante en el entrehierro Φ_{sr} es relativamente constante cuando lo son el voltaje y la frecuencia aplicados al estator y que la fuerza magnetomotriz F_r del rotor es proporcional a la corriente I_r , que pasa por él, con ello el torque es (1.5) :

$$T = K I_r \text{sen} \delta_r \quad (1.5)$$

Siendo K una constante que depende de las partes geométricas del motor y de la densidad del flujo magnético (1.6).

$$K = \frac{\pi}{4} N D I \beta \quad (1.6)$$

Donde:

N = número de vueltas

D = diámetro promedio del entrehierro

l = longitud axial del entrehierro

β = densidad de flujo magnético

El signo negativo indica que el par electromagnético trabaja en una dirección que disminuye el ángulo de desplazamiento entre los campos.

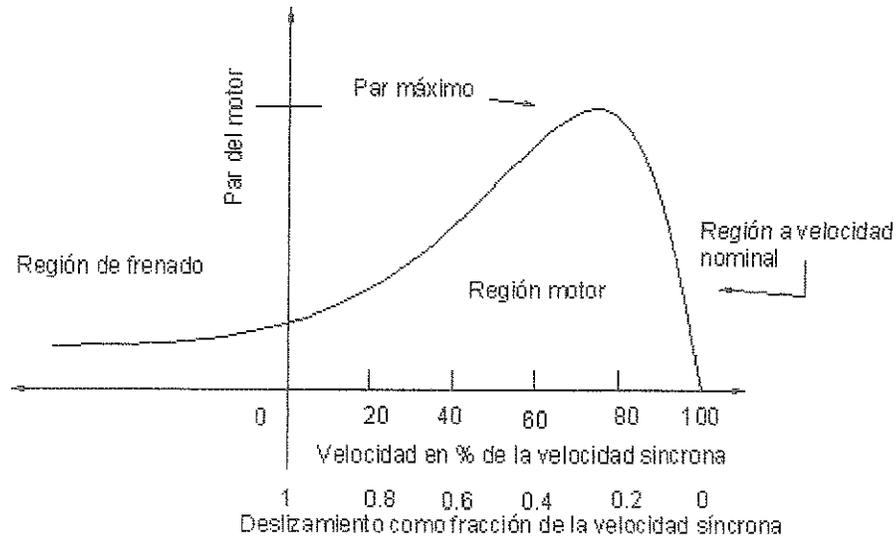
El voltaje inducido en el rotor es proporcional al deslizamiento, considerando un valor de deslizamiento para funcionamiento normal de 2 a 10% para la mayor parte de motores con rotor jaula de ardilla, en tanto que la frecuencia del rotor s_f es muy baja con valores de 2 a 6 Hz en los motores de 60 Hz. Estos valores dan como resultado de una impedancia resistiva en gran parte en el rotor, y la corriente del rotor es casi proporcional a y en fase con el voltaje del rotor y por lo tanto es proporcional al deslizamiento del motor.

El par presenta cierta linealidad en función con el deslizamiento en el rango en el que éste es pequeño. A medida que aumenta el deslizamiento, se incrementa la impedancia del rotor debido al efecto creciente de la impedancia de dispersión del rotor. Esto provoca que la corriente del rotor sea menor que la proporcional al deslizamiento y además esta corriente de rotor se retrasa más respecto al voltaje inducido.

El resultado de esto lleva a que el par crece cuando crece el deslizamiento hasta llegar a un máximo y después disminuye. El par máximo limita la capacidad de sobrecarga transitoria del motor.

También se debe tener presente que los motores de inducción tienen la característica de ser de velocidad constante y presentan cierta disminución de velocidad al aumentar la carga en su eje, de pocos puntos porcentuales de velocidad en vacío hasta plena carga.

Figura 1. Curva par versus velocidad de un motor de inducción



1.3 Efecto del par con la resistencia rotórica

1.3.1 Efecto de la resistencia del rotor

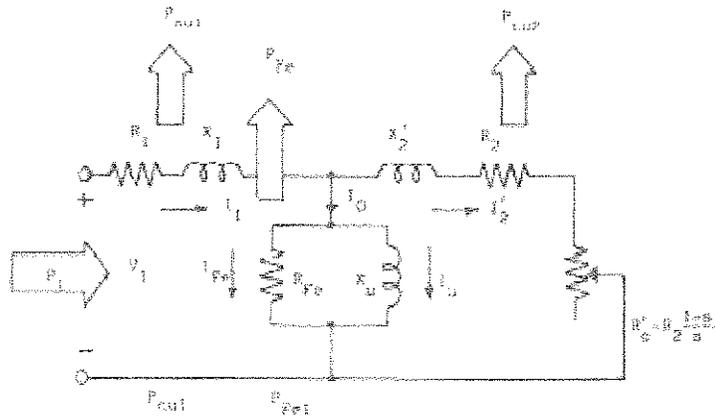
1.3.1.1 Rotor devanado

Este diseño de motor presenta una ventaja muy grande por sus características constructivas, el objetivo de este motor es conseguir la variación de su velocidad rotórica mediante la variación la resistencia del circuito del rotor. Esto se logra introduciendo resistencias externas en serie por etapas en contacto mediante escobillas con los anillos rozantes conectados a los devanados del rotor.

Después de cierto tiempo variable para cada motor según potencia y carga en su eje a mover, las resistencias externas deberán de retirarse por etapas mediante el uso de relevadores de tiempo.

Para funcionamiento normal del motor, la presencia de la resistencia externa simplemente aumenta la impedancia del rotor, para ello se debe de mostrar el circuito equivalente del motor de inducción en la figura 2.

Figura 2 Representación del circuito equivalente para un motor de inducción polifásico.



En el circuito cerrado de la figura anterior se representa la resistencia del rotor como R_2 y reflejada respecto al estator nos queda como R_2/s , donde s es el deslizamiento y se presenta debido a que la reactancia X_2 del rotor es proporcional a la frecuencia del rotor.

Aplicando el teorema de Thevenin al circuito anterior y sabiendo que el Torque es proporcional a la potencia del motor e inversamente proporcional a la velocidad síncrona se obtiene (1.7).

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{q_1 V_{1a}^2 R_2/s}{[(R_{e1} + R_2/s)^2 + (X_{e1} + X_2)^2]} \quad (1.7)$$

Donde:

V_{1a} = Voltaje equivalente de Thevenin

q_1 = número de fases del motor

I_2^2 = corriente del rotor

Se puede observar en la ecuación anterior que el aumento de la resistencia R_2 del rotor implica un aumento del deslizamiento s , dado que son proporcionales, para obtener la fuerza magnetomotriz y el par buscado en el rotor. La figura 3 muestra las características que se presentan al aumentar la resistencia del rotor sobre la curva característica par versus velocidad del motor de inducción. Podemos apreciar en las curvas, la variación del par de arranque respecto a la resistencia del rotor a partir de la variación de las ordenadas a velocidad con referencia cero r.p.m. El par máximo se obtiene cuando en el circuito equivalente del motor la potencia suministrada a R_2/s es máxima y esto se da cuando la impedancia de R_2/s es igual a la impedancia de entrada para el circuito equivalente simplificado del motor de inducción. La impedancia equivalente de Thevenin de la figura 2 del estator es (1.8).

$$R_{e1} + jX_{e1} = R_1 + jX_1 \quad (1.8)$$

Y la impedancia de la fuente respecto a R_2/s es (1.9).

$$Z_e = R_{e1} + j(X_{e1} + X_2) \quad (1.9)$$

Con lo que se obtiene al igualar impedancias (1.10).

$$R_2 = (R_{e1}^2 + (X_{e1} + X_2)^2)^{1/2} * S_{\max \text{ torque}} \quad (1.10)$$

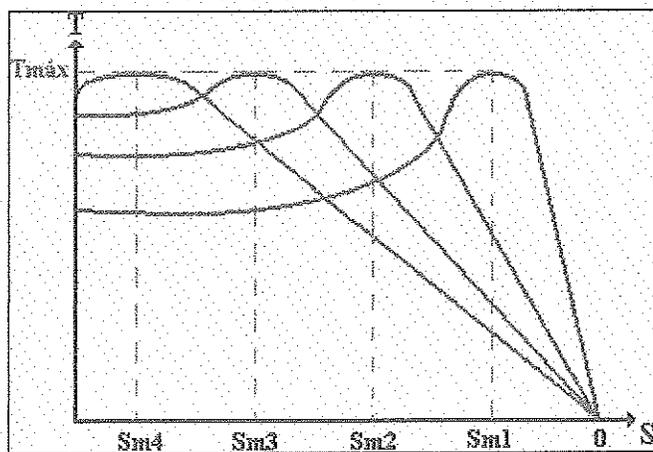
Y el par correspondiente nos queda (1.11).

$$T_{\max} = \frac{1}{2W_s} * \left[\frac{q_1 V_{1a}^2}{[R_{e1} + (R_{e1}^2 + (X_{e1} + X_2)^2)^{1/2}]} \right] \quad (1.11)$$

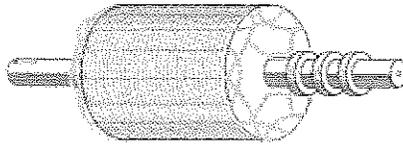
En la ecuación 1.9 se puede ver muy fácilmente que el deslizamiento al par máximo es directamente proporcional a la resistencia del rotor, pero que el valor del par máximo no depende de la resistencia del rotor como se observa en la ecuación 1.11. Cuando se incrementa la resistencia del rotor introduciendo resistencias externas que provocan un incremento de la impedancia en el mismo, el par interno máximo no se ve alterado, pero se puede controlar directamente la velocidad de rotación a la cual se presenta.

El resultado que proporciona este motor es un mayor par, una reducida corriente de arranque y un mejor factor de potencia de arranque. Con un valor óptimo de resistencia de rotor, se logra que el par máximo se presente en reposo, si se requiere de alto par de arranque. Además de su empleo cuando las necesidades de arranque son muy severas, estos motores se pueden usar con controles de velocidad ajustable y su principal desventaja es el mayor costo en comparación con los motores de rotor jaula de ardilla.

Figura 3. a) Curvas par versus deslizamiento para un motor de inducción que muestra el resultado de cambiar la resistencia del circuito del rotor devanado, b) Representación del rotor devanado con los anillos rozantes.



a)



b)

En la figura anterior se puede observar que, los devanados del rotor son similares a los del estator. No necesariamente deben ser iguales los números de fases del rotor con respecto al estator, pero el número de polos del rotor si es necesario que coincida con el número de polos del estator.

1.3.1.2 Rotor de barras profundas

Este tipo de motor presenta ciertas características muy importantes sobre todo vinculadas con el desarrollo del rotor en función directa con la velocidad, ya que esta depende en forma directa de la frecuencia.

El objetivo principal de este método es conseguir que la resistencia del rotor varíe en forma automática con la velocidad empleada en la rampa de aceleración en el momento de arranque del motor, considerando el hecho de que, en reposo, la frecuencia del rotor es idéntica a la del estator y cuando se acelera el motor, la frecuencia del rotor se reduce a un valor muy bajo en un rango de dos a ocho Hertz a carga nominal en un motor de sesenta Hertz.

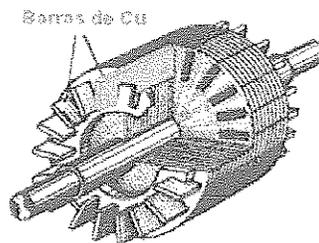
Lo que se pretende con esto es que efectuando formas adecuadas para las barras del rotor, se puedan obtener los rotores jaula de ardilla de tal manera que su resistencia efectiva a sesenta Hertz sea varias veces el valor de su resistencia efectiva en el rango de baja frecuencia presente en el rotor, es decir, de dos a ocho Hertz, que presentan los motores a velocidad de régimen.

La mayoría de los rotores hacen uso del efecto inductivo que posee el flujo de dispersión en las ranuras sobre la distribución de la corriente en las barras de rotor. Los resultados son los mismos que los efectos piel y de proximidad en cualquier tipo de conductores por los que pasa la corriente alterna. En la figura 4 se presenta el comportamiento general del campo de dispersión en la ranura que produce la corriente en la barra dentro de esa ranura del rotor jaula de ardilla con características de barras hondas y angostas.

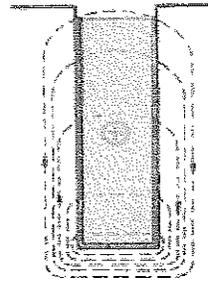
Como resultado del efecto inductivo y de Foucault, la corriente se distribuye de forma diferente en el arranque y en el funcionamiento nominal del rotor. Por lo tanto la corriente tomada por el motor en el arranque, será mucho menor en magnitud comparado con un motor normal con rotor jaula de ardilla.

Figura 4. Apreciación de una barra profunda

a) de rotor y b) flujo de dispersión de ranura c) proceso de arranque

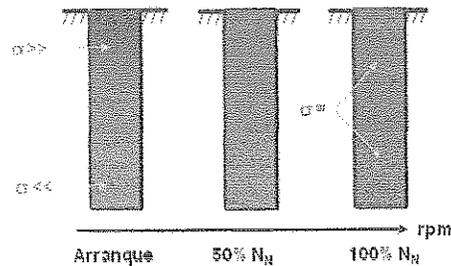


a)



b)

Distribución $\alpha \approx 1/S$



c)

Si la constitución del núcleo de hierro del rotor fuera de permeabilidad infinita, todas las líneas de flujo de dispersión se cerrarían en trayectorias por debajo de la ranura. Si consideramos que la barra consta de un número infinito de capas de diferenciales de profundidad, en la figura 4 se representan achuradas una en la parte inferior y otra en la parte superior y esto da como consecuencia que la inductancia de dispersión de la capa inferior sea mayor que la de la capa superior ya que la de la parte inferior está enlazada por más flujo de dispersión, considerando que todas las capas están eléctricamente en paralelo.

Esto implica que con la presencia de corriente alterna, la corriente en las capas superiores de baja impedancia va a ser mayor que la corriente que circulará por las capas inferiores que presentan alta impedancia.

Entonces es obvio que la corriente sea obligada ir a la parte superior de la ranura y la fase de la corriente de las capas inferiores se retrasará respecto a las de las capas superiores.

La falta de uniformidad de la corriente da como resultado un aumento de la resistencia efectiva de la barra y una menor reducción en la inductancia efectiva de dispersión en la misma.

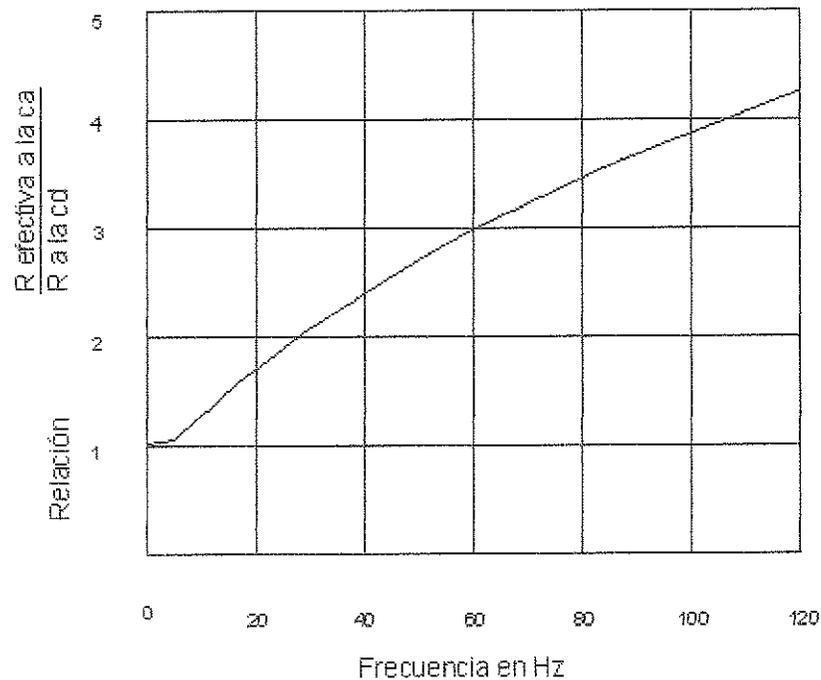
La distorsión de la distribución de la corriente está directamente ligada por un efecto inductivo y la resistencia efectiva es función de la frecuencia así como de la profundidad de la barra, de la permeabilidad y resistividad del material de ella.

En la figura 5 se presenta la curva de la relación de la resistencia efectiva en AC respecto a la resistencia en DC, en función de la frecuencia calculada para una barra de cobre de una pulgada de profundidad.

Una de las ventajas que se presentan mediante el uso de barras profundas es que, se pueden diseñar motores con rotor jaula de ardilla con facilidad para obtener resistencias efectivas a la frecuencia del estator superiores comparativamente con las resistencias en DC.

Esto sucede debido a que cuando el motor se acelera se reduce la frecuencia del rotor, acercándose a su valor de dc con deslizamientos muy cercanos a cero.

Figura 5. Representación del efecto piel para una barra de cobre de rotor de una pulgada de profundidad



1.3.1.3 Rotor de doble jaula de ardilla

El tipo de este motor es muy semejante al motor de barras profundas ya que se obtienen resultados muy similares. El devanado de este rotor consta de dos capas de barras estructuradas en corto circuito por medio de anillos externos. Para el análisis de este tipo de motor se debe de considerar que las barras superiores del rotor deben de ser de menor sección transversal que las inferiores, con esto se evidencia que presentan una mayor resistencia, porque el material es de alta resistividad y la jaula interna que es de sección transversal mayor debe de tener un material de baja resistividad.

La naturaleza total del campo de dispersión de la ranura la podemos apreciar en la figura 6 b. Es evidente que la inductancia de dispersión de la capa inferior es grande comparado con la inductancia de la capa superior, ya que en la inductancia de la parte inferior existe mas concentración de flujo de dispersión que cruza a la ranura entre las dos capas.

Entonces se puede lograr que la diferencia en inductancia sea muy grande si se dimensiona exactamente la restricción de la ranura entre las dos barras.

A velocidad cero del motor, cuando la frecuencia del rotor es igual a la del estator, existe la presencia de poca corriente en las barras inferiores debido a su alta reactancia inductiva, porque la frecuencia presente es alta y la resistencia efectiva del rotor a velocidad cero, es aproximadamente igual a la elevada resistencia de la capa superior. Pero cuando el motor ya ha acelerado, es decir, a bajas frecuencias del rotor, que aproxima muy bajos deslizamientos, la reactancia se hace muy pequeña o casi despreciable y la resistencia del rotor se aproxima entonces a la de las dos capas en paralelo.

Entonces a velocidad nominal, la resistencia predomina sobre la reactancia porque la frecuencia presente en el rotor es muy pequeña y la corriente fluye en su mayor parte por la jaula interior del rotor.

Con todo esto se logra que en el proceso de arranque la resistencia sea alta, lo que implica alto par de arranque y baja corriente y en el estado de velocidad nominal, como la resistencia es baja se logra buen rendimiento debido a que el deslizamiento también es bajo.

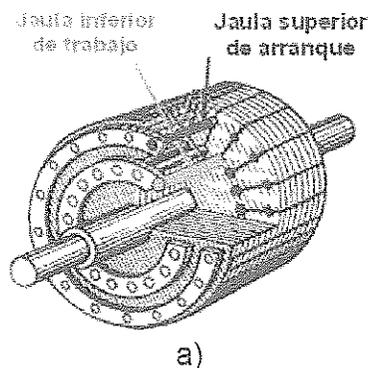
Con esto las barras de las capas están siempre en paralelo.

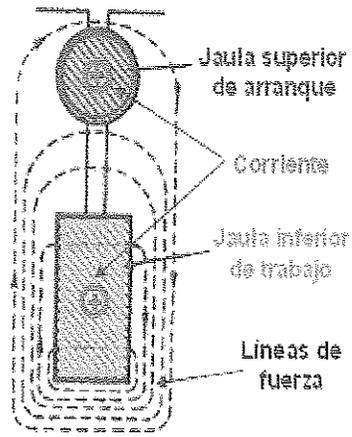
Esto implica que tanto la reactancia inductiva como la resistencia efectiva del rotor dependen de la frecuencia del rotor, porque se provocan cambios en ellas, ya que si la frecuencia es alta, la reactancia como la resistencia, toman valores elevados y si la frecuencia se reduce, el valor de estos también se reduce, en tales casos la reactancia es la mas afectada ya que a bajas frecuencias su valor es casi despreciable.

Entonces la resistencia y la inductancia de dispersión del rotor no son constantes, pero para los deslizamientos que se presentan en el funcionamiento normal del motor, la resistencia del rotor y su inductancia de dispersión se deben de considerar en términos generales como constantes y en esencia iguales a sus valores en cd.

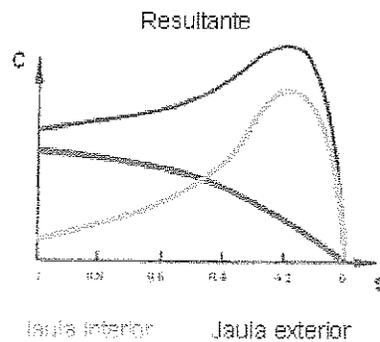
Figura 6. Representación del rotor de doble jaula de ardilla

a) rotor, b) flujo de dispersión de ranura, c) curva de operación





b)



c)

Las principales ventajas que presentan estos tipos de motores es, que ofrecen buenas características de arranque que se dan como consecuencia de la alta resistencia del rotor, y al mismo tiempo las muy buenas características en marcha normal que resultan de la baja resistencia del rotor.

1.4 Consideraciones para la aplicación de motores de inducción

1.4.1 Diseño de motores clase A

Los motores de diseño clase A son los motores de diseños normales, con un momento de arranque normal, corriente normal de arranque y bajo deslizamiento. Este diseño presenta un sencillo rotor jaula de ardilla de baja resistencia. El deslizamiento de plena carga de los motores de diseño A debe ser menor del 5% y menor también que el de los motores de diseño B de condiciones equivalentes.

El par máximo está entre 200% y 300% del momento de torsión a plena carga y sucede a bajo deslizamiento, menos del 20%. El par de arranque de este diseño es por lo menos el par nominal, para los motores más grandes, y 200% o más del par nominal para los motores más pequeños. Presenta alta eficiencia normal al costo de características en el arranque. El problema principal con esta clase de diseño es su exagerado valor de la corriente durante el arranque, que presenta valores entre 500 a 800% de la corriente de plena carga cuando se arranca al voltaje nominal.

Con estos motores en tamaños por encima de unos 7.5 hp se debe utilizar alguna forma de arranque a tensión reducida para controlar los problemas de caídas de voltaje en la red de alimentación al cual están conectados durante el arranque. En el pasado, el diseño de motores clase A era el diseño común para la mayor parte de las aplicaciones entre 7.5 hp y 200 hp.

Se puede notar que durante los últimos años se han reemplazado esta clase de motores muy a menudo por los motores de diseño clase B. Las aplicaciones típicas para estos motores son los ventiladores, bombas de agua y tornos.

1.4.2 Diseño de motores clase B

Los motores de diseño clase B tienen un par de arranque nominal, una corriente de arranque más baja y un deslizamiento muy bajo. Las ranuras de su motor están embebidas un poco más profundo que los motores de clase A y esta mayor profundidad tiende a incrementar la reactancia de arranque y el proceso de aceleración del rotor. Este aumento reduce relativamente el par y la corriente de arranque.

Este motor produce aproximadamente el mismo par de arranque de los motores clase A, con cerca de un 25% menos de corriente. Con esto, se puede usar par de arranque a voltaje de línea en tamaños mayores que los de clase A. Su par máximo es mayor o igual al 200% del par de la carga nominal, pero menor que el de diseño clase A, en razón del aumento de la reactancia del rotor. Dicho par de arranque se mantiene mediante el empleo de rotor de doble jaula o de barras profundas.

El deslizamiento del rotor es aún considerable mente bajo, es decir, menos del 5% a plena carga. Entonces se afirma que la eficiencia y el deslizamiento a plena carga son muy buenos. Las aplicaciones son similares a aquellas del diseño clase A, pero en la mayoría de casos, se prefiere el diseño de clase B, debido a sus menores exigencias de corriente en el arranque. Estos motores han reemplazado grandemente los motores de diseño clase A en la industria actual.

La aplicación de este tipo de motor es común para capacidades de 7.5 a 200 hp y se usa para impulsoras que requieren de velocidad constante, en los que no es muy exigente el par de arranque.

1.4.3 Diseño de motores clase C

Estos motores tienen un momento de torsión de arranque alto, así también presentan una corriente de arranque baja y también un deslizamiento menor al 5% a plena carga. El par de arranque es ligeramente más bajo que el de los motores clase A, mientras que este tipo de motor presenta un par de arranque de hasta un 250% del par a plena carga. Este diseño presenta un rotor de doble jaula con mayor resistencia de rotor que el de clase B y la consecuencia de esto es un mayor par de arranque con menor corriente de arranque, pero una eficiencia normal menor y un deslizamiento mayor que el de clase A y B.

Estos motores, como presentan la característica de que se fabrican con rotores de doble jaula, resultan ser más costosos que los motores de las clases anteriores. Su principal aplicación está definida para cargas que requieren de un alto par de arranque, tales como bombas cargadas, compresores y bandas transportadoras. En condiciones de arranque frecuente, el rotor tiende a sobrecalentarse, por lo tanto este tipo de motor se adecua mejor a grandes cargas repentinas pero de tipo de baja inercia.

1.4.4 Diseño de motores clase D

Estos motores presentan un par de arranque extremadamente muy alto, es decir, 275% o más del momento de torsión nominal, así también presentan alta resistencia en el proceso de arranque, pero manejan una corriente de arranque baja y presentan también un deslizamiento alto a plena carga.

Toma valores de 7 al 11% de deslizamiento a plena carga, en consecuencia presenta menor eficiencia en condiciones normales de funcionamiento.

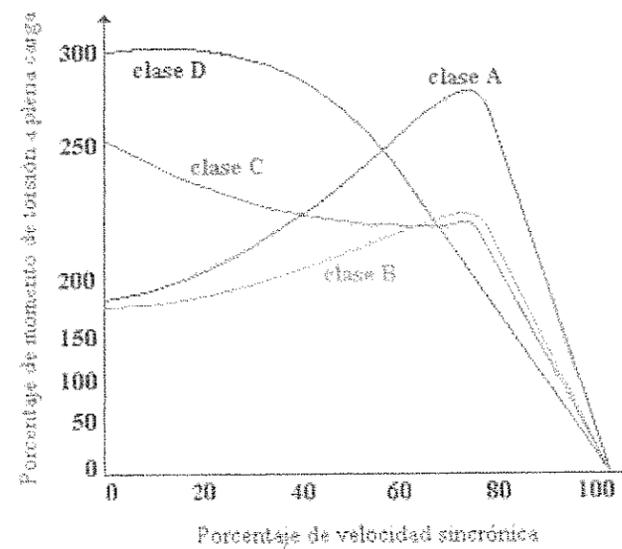
Estos motores son esencialmente motores de inducción comunes, similares a los de clase A, pero con las barras del rotor más pequeñas y contruidos de un material de más alta resistencia, con barras de latón y se colocan en ranuras cercanas a la superficie o están embebidas en ranuras de pequeño diámetro. La relación de resistencia y reactancia del rotor de esta clase de motor es mayor que en los motores de las clases anteriores.

La alta resistencia del rotor, hace que el par máximo se presente a muy baja velocidad, incluso es posible que el par más alto ocurra a velocidad cero, es decir cuando ocurre el deslizamiento al 100%.

Estos motores se usan en aplicaciones que requieren la aceleración de cargas de tipo inercias extremadamente altas, como cizallas o troqueles y 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.

Figura 7. Curva par versus velocidad de operación para cada clase de Motor de inducción con rotor jaula de ardilla



1.5 La corriente de arranque en motores de inducción

1.5.1 Curva de corriente versus velocidad sincrónica

Para una alimentación de red de voltajes y frecuencia constantes se analizará el comportamiento de la corriente para un motor trifásico de inducción con rotor jaula de ardilla. Para el análisis de la corriente en este motor se debe de considerar un arranque directo.

Es decir que los terminales del motor son conectados directamente a la red por medio de un relevador de alimentación de voltaje trifásico y no se utiliza para este caso ningún tipo de arranque específico, de tal manera que podamos obtener la curva de operación de la corriente del motor.

La curva de operación de la corriente de arranque para los motores de inducción con rotor jaula de ardilla presenta que en el comportamiento de la corriente desde su corriente máxima, existe cierto tiempo de retardo para alcanzar la corriente nominal. Conforme el tiempo avanza la corriente tiende a decaer porque el rotor del motor se acelera.

La diferencia de la magnitud de la corriente entre motores de inducción resulta de la potencia entre motores, pero en motores grandes no es permitido que se arranquen en forma directa.

Figura 8. Representación simbólica de un motor trifásico con puesta en marcha en forma directa a la red de alimentación.



Motor trifásico

Este procedimiento se realiza en un solo tiempo, ya que el estator se acopla en forma directa a la red de alimentación, se debe de tener cuidado porque la corriente inicial puede tener magnitudes de cuatro a ocho veces la corriente nominal, y solo se utiliza para motores de pequeña y mediana potencia siempre y cuando la red eléctrica donde se conecte lo permita.

La magnitud de la corriente máxima de un motor de inducción se presenta cuando el motor se encuentra a velocidad de rotación igual a cero y el deslizamiento es unitario, en tanto que la frecuencia del estator es similar a la del rotor en el inicio.

La corriente de arranque es grande dado que el par de arranque también es grande, debido a que se necesita mover el rotor y la inercia de la carga del rotor, que se encuentra en estado estático o velocidad cero y debe ser movido a velocidad nominal. Conforme el rotor va acelerando, la velocidad va aumentando, la frecuencia en el rotor se hace muy pequeño porque el deslizamiento deja de ser uno y tiende a valores muy cercanos a cero y el rotor alcanza el valor de régimen, la corriente tiende a decrecer hasta alcanzar su valor nominal a velocidad nominal.

En la figura 8 se muestra la representación del comportamiento de la curva general de la corriente versus velocidad asociada con la curva del par versus velocidad en la misma gráfica.

Notemos que el deslizamiento y la velocidad del motor se presenta en el mismo plano coordenado x , vemos que conforme el motor acelera el deslizamiento toma valores más pequeños y conforme el motor acelera la corriente tiende a decrecer.

En la misma curva notamos que si el rotor del motor alcanza la velocidad de sincronismo, la corriente del motor es cero y el deslizamiento también es cero, en tanto que ya no hay movimiento relativo entre rotor y estator, el motor se detiene porque ya no hay inducción magnética entre los campos magnéticos del estator y el rotor.

Esto implica que la máquina deja de ser motor y pasa a ser un generador de inducción. Entonces un motor de inducción trae de fábrica en su placa de datos la velocidad de régimen en la cual debe operar así como la corriente a plena carga del funcionamiento normal del motor.

La velocidad de los campos del estator está inversamente vinculada con el número de polos del mismo y presenta una relación directa con la frecuencia del sistema, ahora bien la corriente nominal presenta una relación directa con la potencia nominal del motor la cual viene especificada en la placa del mismo, pero la corriente presenta una relación inversa con respecto al voltaje de alimentación aplicado a los terminales del motor. En otras palabras la corriente se reduce conforme el voltaje aumenta en forma lineal.

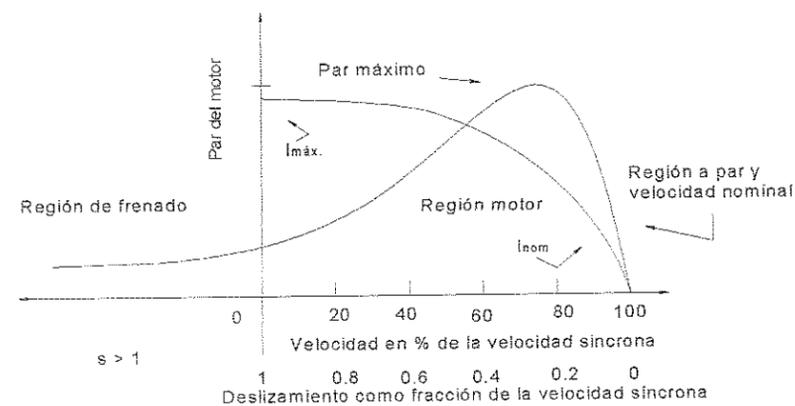
Entre mayor sea el voltaje de alimentación, menor será la corriente que circula por el circuito donde se encuentra instalado el motor. Las consecuencias de un arranque directo de un motor de inducción con rotor jaula de ardilla, presenta ciertos factores indeseables en la red de servicio eléctrico, debido al alto pico de corriente de arranque presente en el momento de puesta en marcha del motor.

Los efectos que se producen son tales como: altas caídas de tensión donde se encuentra instalado el motor, condiciones que persisten un tiempo más o menos largo, según sea la carga que el motor debe de acelerar, se presentan problemas o quema de luminarias y riesgo de equipos conectados a la red eléctrica, pudiéndose contrarrestar este efecto usando conductores mas gruesos en la instalación de red eléctrica, lo que provoca que los costos de instalación se eleven.

Los picos de corriente de arranque continuo en un motor de inducción, deterioran el aislante de los devanados del motor, reduciendo su vida útil de funcionamiento. Antes de poner en marcha un motor de inducción, se debe de verificar que el arranque no produzca actuación de las protecciones, en virtud de que no se produzcan daños al motor.

Por tal caso, resulta muy importante manejar o controlar la corriente de arranque de un motor de inducción mediante algún método de arranque, ya que resulta beneficioso que un motor funcione con bajas corrientes principalmente en el proceso de arranque. Además del beneficio de ahorrar consumo de energía, reduciendo las altas corrientes de arranque de los motores de inducción. Los picos de corriente en motores de inducción son penalizados por la empresa que provee el servicio eléctrico.

Figura 9. Representación gráfica del comportamiento de la corriente de arranque de un motor de inducción con respecto a la velocidad y el deslizamiento, también se incluye el comportamiento del par del motor.



Manteniendo el control de la corriente de arranque en los motores de inducción, se logra un servicio eléctrico más estable, libre de oscilaciones o perturbaciones, se evitan problemas de disparo de protecciones o quema de fusibles.

La red presenta un mejor factor de potencia y por lo tanto un servicio eficiente para alimentar y controlar las cargas que comprende el sistema de red eléctrica. Con un factor de potencia cercano a la unidad, el servicio eléctrico esta dentro de niveles de tolerancia adecuados a los equipos que comprenden la red de instalación eléctrica. La potencia de un motor trifásico se calcula por medio de la siguiente ecuación (1.12).

$$P = \sqrt{3}.V.I.ef.\cos\theta \quad (1.12)$$

De la ecuación anterior, se puede despejar la corriente, la cual queda (1.13)

$$I = \frac{P}{\sqrt{3}.V.ef.\cos\theta} \quad (1.13)$$

Donde P, es la potencia nominal del motor en Hp, que es un dato que aparece en la placa del motor proporcionado por el fabricante. V es la tensión de línea para la cual puede trabajar el motor, $\cos\theta$ es el factor de potencia del motor y regularmente toma valores de 0.85 como factor de potencia y ef es la eficiencia con la cual opera el motor, también es un dato en % que aparece en la placa del motor.

En la ecuación anterior, se debe considerar que la potencia está dada en Hp y se debe de convertirla en Watts sabiendo que un Hp es equivalente a 746 Watts, así que para que la ecuación anterior nos quede en Amperios se debe de reordenarla de la siguiente manera (1.14).

$$I = \frac{746.P}{\sqrt{3}.V.ef.\cos\theta} \quad (1.14)$$

Con la ecuación anterior hallamos la corriente nominal del motor para un voltaje que es dato de placa dado por el fabricante. Para los motores de inducción mas comunes generalmente vienen diseñados para dos tensiones, por ejemplo para 240 voltios trifásico, usar conexión delta o triángulo (Δ) y para 380 o 440 voltios trifásico, usar conexión en estrella o ye (Y). La corriente nominal del motor se halla con la ecuación anterior sin importar la conexión del motor.

Conocida la corriente nominal del motor, se pueden establecer el valor de las protecciones, el calibre de los conductores, el tipo de arrancador y el guarda motor adecuado que debe usar para su buen funcionamiento, garantizando así larga vida útil del motor.

La corriente de arranque se puede encontrar muy fácilmente si se sabe la corriente nominal del motor. La corriente de arranque generalmente toma valores de tres a seis veces mayor del valor de la magnitud de la corriente nominal.

La magnitud de la corriente de arranque de n veces la magnitud de la corriente nominal permisible según potencia del motor presente en una red eléctrica, depende en forma directa del país donde se instalará el equipo.

A continuación, se presenta una tabla de la corriente de arranque permisible en Guatemala para motores de inducción, según la potencia del mismo.

Tabla I. Corriente de arranque en Guatemala

Potencia en Hp	I de arranque = n.Inominal
0 - 10	2In
10 - 25	1.75In
25 - 200	1.5 In

Como se puede notar en la tabla anterior que la corriente de arranque permisible en una red eléctrica cambia según sea la potencia del motor.

2. TIPOS DE ARRANQUES CLÁSICOS PARA MOTORES DE INDUCCIÓN A TENSIÓN REDUCIDA EN BORNES DEL MOTOR

2.1 Arranque con resistencias

2.1.1 Colocadas en los devanados estáticos en serie

En este método de arranque, la inserción de resistores en cada fase de la alimentación del motor origina una reducción en la tensión aplicada a los terminales y, consecuentemente una reducción de la corriente absorbida en cada fase, habiendo una reducción del par motor también en el periodo de arranque del motor, considerando que la corriente de arranque oscila de tres a seis veces la corriente nominal arrancándolo en forma directa. Este proceso se logra debido a la caída de voltaje a través de los resistores en el momento de la puesta de marcha del motor.

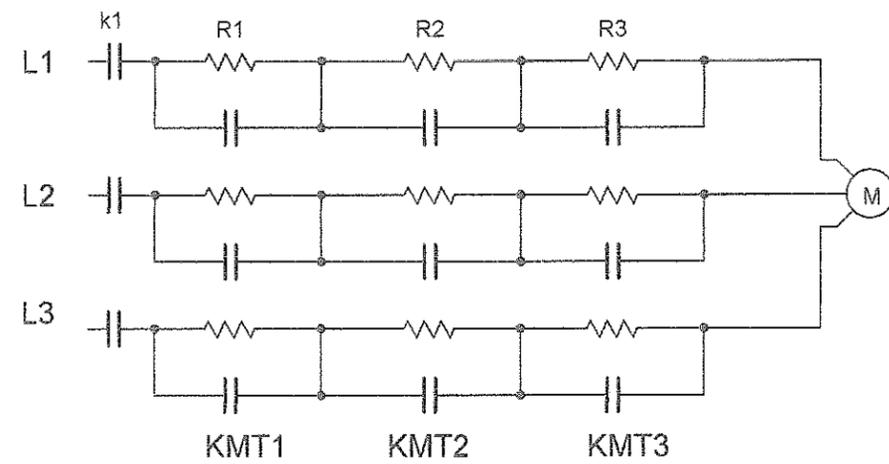
El par entregado por el motor aumenta en forma constante conforme se incrementa la velocidad de este. Pero resulta un inconveniente en este método de arranque en la pérdida de energía que surge en los propios resistores.

En la medida en que el sistema acelera, la caída de la corriente absorbida por el motor, implica el aumento gradual de la tensión aplicada a los terminales del motor, hasta alcanzar la velocidad de régimen del motor la tensión en los terminales del motor será exactamente la tensión de la fuente de alimentación.

Es evidente que la resistencia insertada sea gradualmente reducida por la retirada de resistores a lo largo del tiempo de aceleración, mediante el uso de un dispositivo contador de tiempo, que hace funcionar el contactor principal, energiza el contactor de aceleración, el cual pone en corto circuito al resistor.

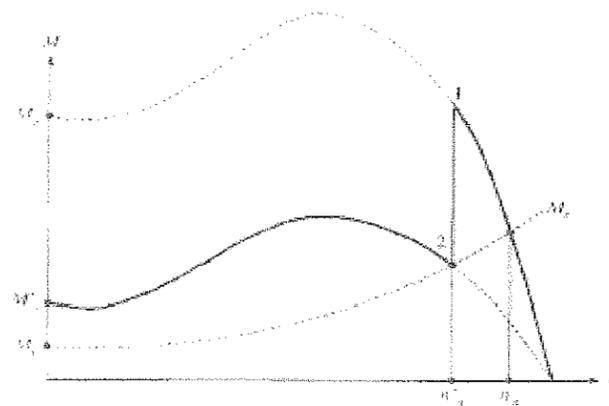
Este método debe aplicarse siempre en transiciones cerradas, por lo tanto el motor no pierde velocidad en el proceso de arranque y, como consecuencia se obtiene una aceleración suave, una aceleración más rápida con un par inicial dado y un factor de potencia más alto. Las resistencias conectadas en serie en cada fase del motor deberán ser del mismo valor.

Figura 10. Representación del arranque con tres etapas de resistencias acoplados en el diagrama de fuerza de un motor trifásico.

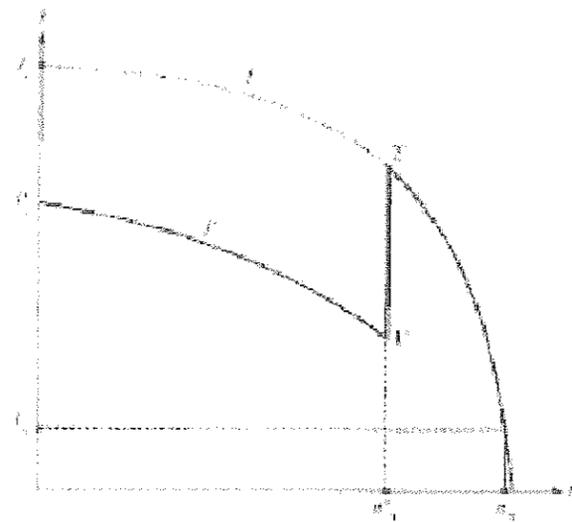


Arranque con tres grupos de resistencias

Figura 11. Representación de la curva resultante de un motor mediante la presencia de etapas de resistencias estatoricas a) del par versus velocidad b) de la corriente versus velocidad del motor



a)



b)

2.1.2 Resistores colocados en los anillos rozantes del rotor en corto circuito

Este motor presenta las características de ser un motor asíncrono trifásico en el cual su rotor viene bobinado y sus terminales van conectados a tres anillos deslizantes los cuales cierran el circuito mediante un corto que se logra mediante tres carbones estacionarios montados sobre los anillos rozantes del rotor.

Con la ayuda de los anillos rozantes del rotor se puede hacer variar la resistencia del mismo por medio de etapas para el proceso de arranque, ya que ofrece muy buenas respuestas en el control de la corriente de arranque. Este método sólo se puede aplicar a motores de rotor devanado.

Como se comprueba fácilmente, al introducir una resistencia adicional en el devanado del rotor, se disminuye la corriente de arranque con relación a la corriente absorbida por el método de arranque directo.

Para aplicar este método, inicialmente se introduce una resistencia adicional que haga que el par de arranque sea el máximo. Posteriormente, ir reduciendo por un cortocircuito mediante el uso de relevadores con retardo de tiempo, cada etapa de las resistencias participantes hasta que nos quedan solamente en corto circuito los anillos rozantes del motor.

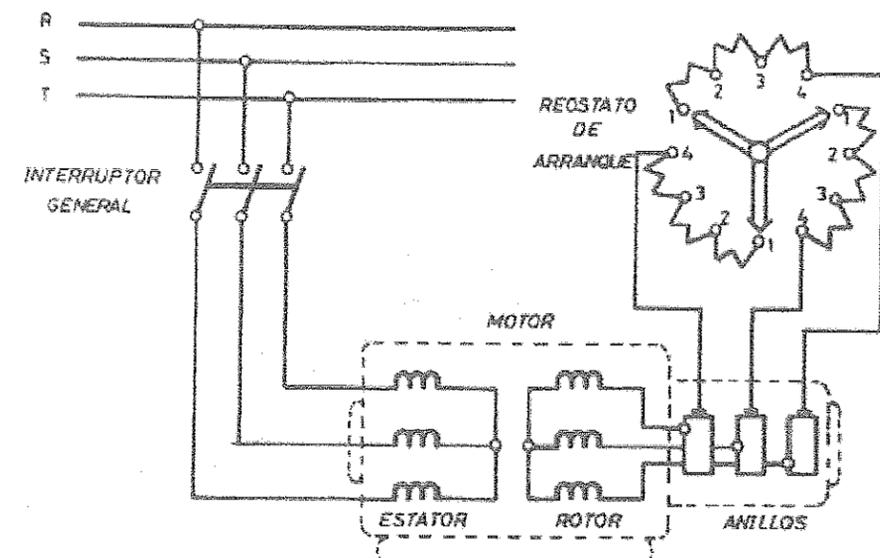
Es decir que a velocidad de régimen necesitamos que las resistencias adicionales al rotor, sean cero.

Este método presenta los siguientes inconvenientes:

1. Se aumenta el tiempo de arranque.
2. Es un método caro puesto que los motores con rotor devanado son mas caros que los motores con rotor jaula de ardilla.
3. Aumentan las pérdidas debido a la potencia disipada por el juego de resistencias adicionales.

A continuación se presenta el diagrama típico para la conexión de un motor trifásico con rotor devanado en la que el juego de resistencias se presenta por medio de un reóstato el cual varía desde un valor predeterminado en el arranque, hasta que se hace cero a velocidad nominal del motor.

Figura 12. Representación esquemática para el proceso de arranque de un motor trifásico con rotor devanado.



La posición uno en el reóstato representa el valor total de la resistencia adicional disponible para el proceso de arranque del motor y la posición cuatro en el reóstato representa la resistencia adicional nula o cero para velocidad nominal del motor. En la siguiente figura se visualiza el símbolo para representar el motor con rotor devanado de anillos rozantes.

Figura 13. Representación simbólica para un motor de anillos rozantes montados sobre el eje del rotor.

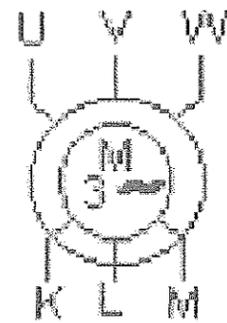


Figura 14. Representación de un motor de rotor devanado con anillos rozantes.

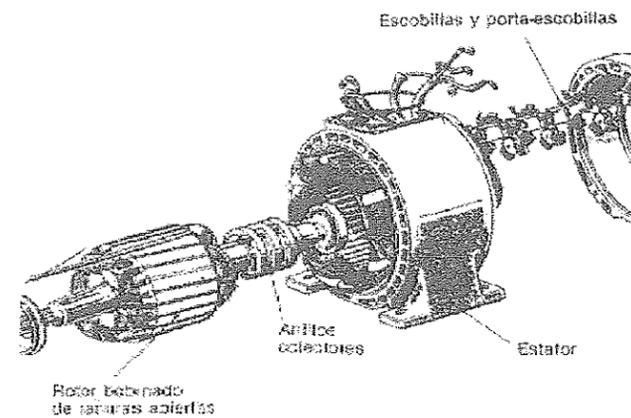


Figura 15. Representación esquemática del diagrama unifilar para un arranque de un motor con rotor devanado.



Figura 16. Representación de la curva de operación para el arranque de un motor con rotor devanado con inserción de resistencias rotóricas a) del par en función de la velocidad b) de la corriente en función de la velocidad del motor.

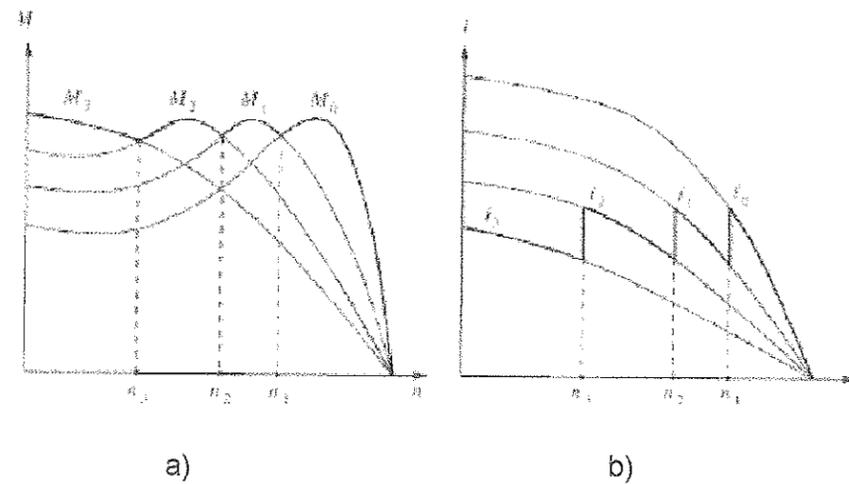
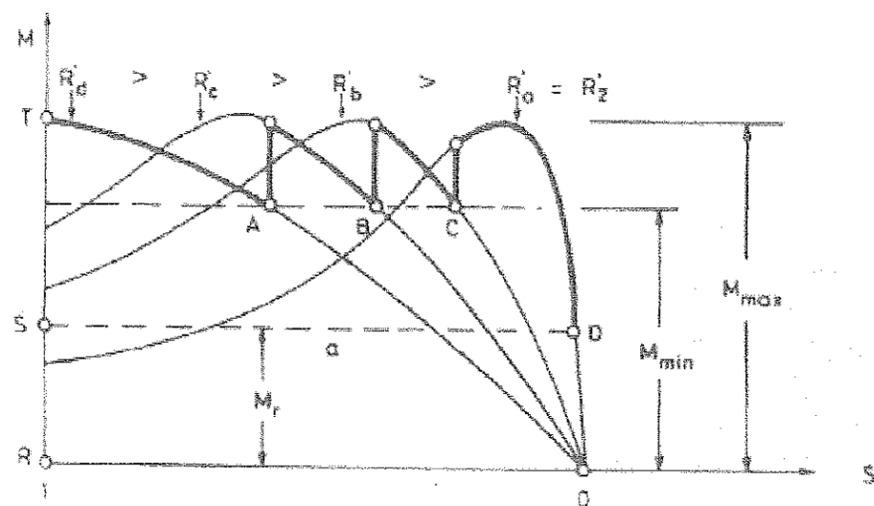


Figura 17 Representación de la variación de la resistencia del rotor en función del deslizamiento del motor y comportamiento del par.



2.2 Arranque con inductancias en serie

Es muy parecido al arranque con resistencias, presentando ciertas ventajas y desventajas por su comportamiento que presenta en el proceso de aceleración del motor de inducción. A este método se le conoce como arranque con reactores, los cuales son insertados en serie en cada fase de alimentación del motor en el momento de arranque. En la práctica, este método es utilizado en el arranque de motores de gran tamaño y de media tensión, es decir, voltajes superiores a los seiscientos voltios.

Este método presenta un consumo de energía ligeramente razonable en el reactor insertado en el momento de arranque, pero ofrece un pobre factor de potencia.

También en el proceso de arranque del motor, ya que la corriente absorbida principalmente en el inicio de la aceleración, será esencialmente reactiva.

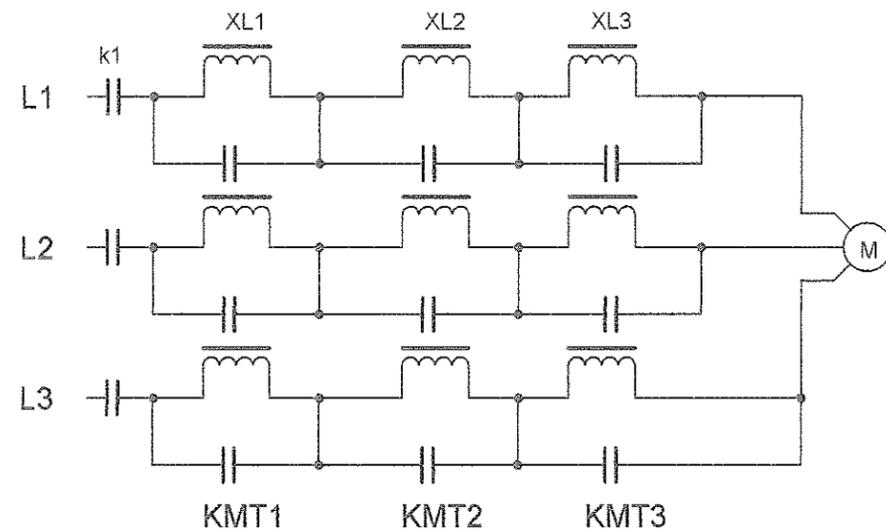
De la misma manera que el arranque con resistor primario, la utilización de reactancia de arranque implica una transición cerrada, pero un proceso de arranque con reducción de la reactancia intercalada para un proceso de arranque se hace necesario usar diferentes reactancias ya que una reactancia no puede ser variada por el ajuste de tomas.

Para la aplicación de este método se debe tener el cuidado de no reducir demasiado la corriente de arranque, ya que en la misma proporción que se reduce la corriente de arranque se está reduciendo el voltaje aplicado al motor y el par de arranque del motor depende de dicho voltaje al cuadrado, dado el caso puede ocurrir que se reduzca demasiado el voltaje en terminales del motor y el par de arranque no permita que el motor empiece a girar o que el proceso de arranque sea muy lento, de hecho, esto puede provocar que los devanados del motor se sobrecalienten y puedan sufrir daños.

En tanto que la máxima caída de tensión en la red no debe superar el 15% durante el arranque. Presenta ciertas ventajas como las corrientes y tensiones más suaves que el directo, permite alguna regulación de tensión en bornes del motor, la corriente y el par. Es el más económico de todos los métodos de arranque.

Para elegir este método, se debe verificar que la relación par motor permita acelerar hasta una velocidad adecuada en un tiempo de arranque aceptable y además debe de considerarse que estos motores sean aptos para este tipo de arranque.

Figura 18. Representación del arranque de un motor trifásico mediante el método de inductancias acopladas en serie en cada fase del motor.



Arranque de un motor trifásico con tres grupos de reactores

K1 = contactor principal
KMT = relé de tiempo

2.3 Arranque estrella – delta

Es un método de arranque por tensión reducida, en la cual el par de arranque en el motor no es muy exigente.

El método consiste en producir en el momento del arranque una tensión en terminales del motor menor que la nominal en los arrollamientos del motor. Para efectuar este método, se necesita que el motor tenga por lo menos seis puntas externas, es decir con el principio y el final de cada devanado de fase en forma saliente con fines de conexión externa, para poder formar la estrella así como la delta en el proceso de arranque y régimen, situación que no se da en todos los motores.

Su construcción es simple, su precio es reducido y presenta alta confiabilidad. Cuando el motor se conecta en estrella, el voltaje que se imprime al devanado es el 57.7 % del voltaje de la línea.

Los bobinados inicialmente se conectan en estrella, o sea que reciben la tensión de fase de 138.6 Voltios si la fuente de alimentación es de 240 Voltios, entonces esto nos dice que cuando los terminales del motor cambien a delta, la tensión en terminales será de 240 voltios. Con esto podemos decir que la tensión en el arranque se reduce en $1/\sqrt{3}$ veces y por ser esta una relación fija, la influencia de la tensión sobre la corriente y el par es cuadrática, tanto la corriente como el par de arranque del motor se reducen entonces en $1/3$.

Es necesario verificar que el motor esté construido para funcionar en delta con la tensión de red 138/240, 220/380, 380/660 o 440/760 voltios, si no es así, no se puede realizar este método de arranque. Los motores que poseen tensión nominal de operaciones mayores o iguales a seiscientos voltios deberán tener un sistema de aislamiento especial, apto para estas condiciones.

La conmutación de estrella a triángulo generalmente se hace en forma automática luego de transcurrido un tiempo y puede regularse en el que el motor ha alcanzado cierta velocidad.

En el caso más simple tres contactores realizan la tarea de maniobrar el motor, disponiendo de enclavamientos adecuados. La protección del motor se hace por medio de un relé térmico que debe estar colocado en las fases del motor.

La regulación del mismo debe hacerse a un valor que resulta de multiplicar la corriente de línea por 0.577. Debe de considerarse sobre el punto de conmutación el pico de corriente que toma el motor al conectar a plena tensión, es decir, etapa de triángulo, debe ser el menor posible, por lo tanto la conmutación debe efectuarse cuando el motor este cercano a su velocidad de régimen, un 95% de su velocidad resulta recomendable, ya que la corriente de arranque a esta velocidad, ha bajado prácticamente a su valor nominal en la etapa de estrella.

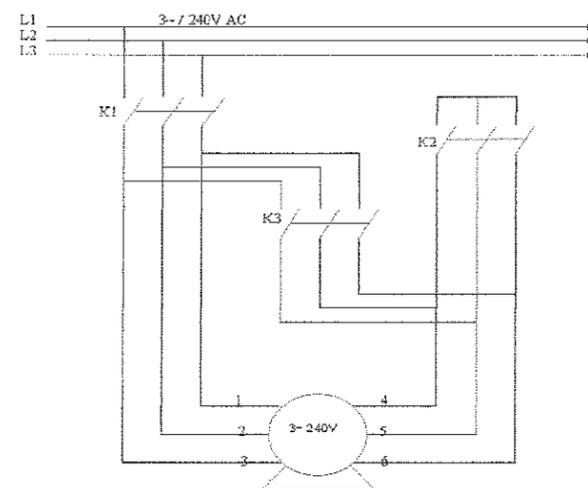
El relé de tiempo debe ajustarse para conmutar en este momento, no antes ni mucho después. Regularmente, un arranque normal puede durar desde 3 hasta 10 segundos, si supera los 12 segundos se debe consultar al proveedor del equipo. Si no se cumple con lo anterior, el pico de corriente que se produce al pasar a la etapa de triángulo, puede estar todavía muy alto, perjudicando a los contactores, al motor y a la máquina accionada y el efecto que se presenta es similar al de un arranque directo.

Este método tiene el inconveniente de que el par de arranque que se obtiene a veces no es suficiente para llevar el motor a la velocidad de régimen cuando la carga a mover es muy grande, lo prudente en este caso es hacer un análisis del comportamiento del par resistente para comprobar si el par de aceleración disponible es suficiente para acelerar la inercia del sistema, en otro caso, la tensión de arranque puede ser muy baja y no es regulable para motores con arranque prácticamente en vacío o carga nula.

Además si su aplicación es de transición abierta, al instante en que cambia de estrella a triángulo existe un salto de corriente y tensión, es decir, el estator es desconectado de la red de alimentación durante un tiempo que puede variar de 0.1 segundo a 0.3 segundos. Debido a la corriente en el rotor, que no se extingue inmediatamente, se establece en el entrehierro un campo fijo con relación al rotor y, por lo tanto, giratorio con relación al estator, induciendo fuerza electromotriz en los terminales estáticos abiertos.

Entonces debido al deslizamiento, la fem inducida en los terminales del estator tendrá una frecuencia menor que la de la red y cuando la conexión triángulo está completada, la fem inducida evidentemente estará desfasada con relación a la tensión de la red, pudiendo ir de una oposición a una coincidencia de fase y dependiendo de la situación de cada fase, se podrá producir picos de corriente y de par motor muy altos.

Figura 19. Representación del diagrama de fuerza del arranque estrella – delta para un motor trifásico con seis terminales externos.



En el diagrama de la figura 19 se puede observar que k1 es el contactor principal, k2 es el contactor que sirve para formar la conexión en estrella y k3 es el contactor que sirve para formar la conexión en delta los devanados del motor.

K1 se activa junto con k2 y después de cierto tiempo por medio de un temporizador con retardo a la conexión, se desconecta k2 y se activa k3 para el proceso de funcionamiento normal del motor, es decir que k1 y k2 son los contactores que sirven para el proceso de arranque del motor y luego la secuencia sigue con k1 y k3 para el funcionamiento normal del motor, con la clara consideración que el motor debe de tener como mínimo seis terminales externos para efectuar este tipo de arranque.

La forma simbólica para representar un arranque estrella-delta es el que se presenta a continuación.

Figura 20. Representación simbólica de un motor trifásico para un arranque estrella - delta

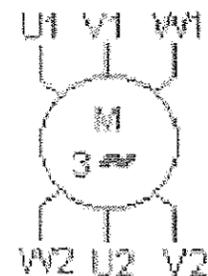
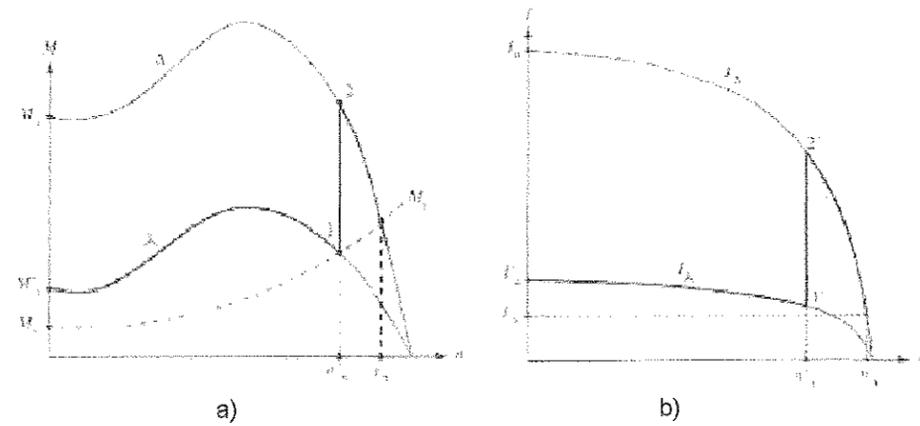


Figura 21. Representación de las curvas de operación para un arranque estrella – delta a) del par en función de la velocidad y b) de la corriente en función de la velocidad del motor.



2.4 Arranque con devanado partido *Damping*

Para la aplicación de este método es necesario que el motor tenga dos circuitos en paralelo por fase y por lo menos deben tenerse seis conductores terminales en el motor. El método es aplicable a aquellos motores que están diseñados para usarse en cualquiera de dos voltajes, con los devanados en paralelo en el voltaje más bajo y en serie en el más alto. Un ejemplo podría ser, usar un motor de 240/480 voltios, a 240 voltios mediante un juego de contactores conectados para controlar devanado parcial.

Entonces se dispondría el controlador para conectar una sección del arrollamiento a las líneas de alimentación tan pronto como se oprimiera el pulsador de arranque.

A continuación, después de un retardo proporcionado por un relevador de tiempo, un segundo contactor conectaría la otra sección del arrollamiento del motor a las líneas de alimentación en paralelo con la primera sección.

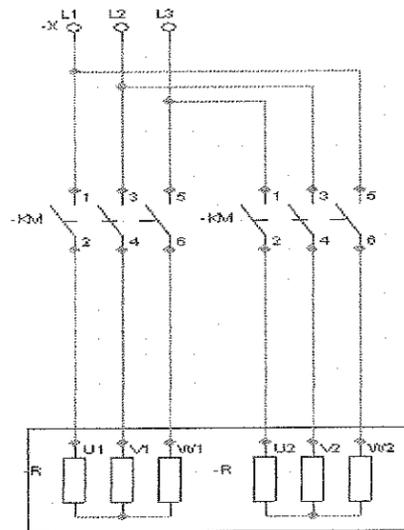
Entonces, al principio uno de los circuitos de cada fase está conectado a la red. Después del arranque del motor, el otro circuito de cada fase será conectado a través de una transición cerrada.

Teóricamente, cualquier motor de inducción cuyo arrollamiento tenga circuitos en paralelo puede ser utilizado con este método de arranque, en la práctica, factores tales como caídas de par motor en determinadas velocidades, calentamiento elevado en los arrollamientos y tensiones mecánicas en ellos, se recomienda que solamente motores específicamente proyectados para este método de arranque, se utilice tal método.

Mediante la utilización de este método la corriente de arranque se logra reducir a la mitad de la que se requeriría si se conectaran al mismo tiempo las dos secciones del devanado, como sería con un motor estándar de tres terminales. El par de arranque al conectar la primera sección del devanado, será menor que la mitad del par que se obtendría si se conectarán las dos secciones al mismo tiempo.

Los contactores que se usan con los arrancadores para este método, necesitan capacidad para manejar solo el circuito que controlan y por lo tanto, pueden tener una capacidad nominal igual a la mitad de la que se necesitaría para manejar todo el motor.

Figura 22. Representación esquemática para el proceso de arranque de un motor con devanado dividido.



2.5 Arranque con autotransformadores

En el momento del arranque, en ese instante la velocidad del motor vale cero, esto implica que un motor de inducción se comporta como una impedancia de valor bajo, razón por la cual la corriente de arranque es grande, entonces necesitamos limitar esta corriente de arranque para no afectar a otras cargas conectadas al mismo alimentador. Una vez que el motor empieza a girar el valor de esta impedancia se incrementa, por lo que la corriente de arranque disminuye, entonces la condición más crítica es cuando la velocidad del motor vale cero. Puede darse el empleo de un autotransformador trifásico único o compensador, o bien con tres autotransformadores monofásicos.

El autotransformador permite disminuir la corriente de arranque que pasa por el motor en la misma proporción en la que se reduce el voltaje aplicado al motor. Esto implica que, el alimentador al cual se conecta el autotransformador la corriente será menor por la acción reductora de corriente del autotransformador.

Para el arranque de un motor mediante este método sucede que, mientras la corriente absorbida de la línea es reducida al cuadrado de la relación de espiras del autotransformador, la corriente en el motor es reducida según la relación de espiras como se muestra en las siguientes ecuaciones.

La relación de transformación de voltajes es (2.1).

$$\frac{V_{\text{Linea}}}{V_{\text{motor}}} = \frac{N_1 + N_2}{N_2} \quad (2.1)$$

Donde:

V_{Linea} = voltaje de alimentación

V_{motor} = voltaje en terminales del motor

N_1 = número de vueltas del devanado primario

N_2 = número de vueltas del devanado secundario

La relación de transformación de la corriente de línea y de motor es (2.2)

$$I_L = \frac{N_2}{N_1 + N_2} I_m \quad (2.2)$$

Donde:

I_L = corriente de línea del autotransformador

I_m = corriente de arranque del motor

Si decimos que la relación de transformación es a , entonces (2.3).

$$a = \frac{N_1 + N_2}{N_2} \quad (2.3)$$

N_2

Sustituyendo en la ecuación 2.2 queda (2.4).

$$I_L = \frac{1}{a} I_m \quad (2.4)$$

Si consideramos a Z_m como la impedancia del motor, queda una malla en el lado secundario del autotransformador y aplicando las leyes de voltajes de Kirchhoff se deduce que (2.5).

$$I_m = \frac{V_{motor}}{Z_m} \quad (2.5)$$

Sustituyendo la ecuación 2.1 en la 2.5 nos queda (2.6)

$$I_m = \frac{1}{a} \frac{V_{Linea}}{Z_m} \quad (2.6)$$

Entonces en la ecuación anterior, se nota que la corriente de arranque del motor presenta una variación directa con respecto a la variación del voltaje de línea. Si sustituimos la ecuación 2.6 en la ecuación 2.4 encontramos que la corriente de línea del autotransformador es (2.7).

$$I_L = \frac{1}{a} \frac{1}{a} \frac{V_{Linea}}{Z_m} \quad (2.7)$$

En la ecuación anterior, se muestra que la corriente de línea del autotransformador efectivamente se reduce según el cuadrado de la relación de transformación.

Precisamente, la corriente que interesa disminuir es la de las líneas de alimentación para que no provoque una caída de voltaje tan grande en el alimentador, además presenta una baja potencia de línea así como un bajo factor de potencia.

El uso de autotransformador de arranque no ofrece una aceleración continua debido a que el par desarrollado por el motor permanece constante durante el periodo de arranque en el primer paso, esto implica que cambia a otro valor en el segundo paso. Este método tiene un costo inicial más alto pero presenta la ventaja de permitir el ajuste de la tensión y la corriente absorbida mediante un cambio de tomas ya que generalmente los autotransformadores de arranque tienen tomas o tap de 80%, 65% y 50%.

Sabiendo que el par varía con el cuadrado del voltaje aplicado a las terminales del motor, entonces para un caso en el que se toma el tap del autotransformador del 50% del voltaje, dará lugar a un par de arranque del 25%.

En este caso, se está considerando una relación de espiras de 2: 1, es decir, que estamos reduciendo el voltaje a la mitad, entonces la corriente de arranque por el motor se reduce a la mitad porque se le está aplicando la mitad del voltaje, pero en la entrada del autotransformador la corriente será la mitad de la que existe en la salida.

O sea que se reduce otra vez a la mitad dando un resultado global de $\frac{1}{4}$ de la corriente que el motor tomaría si no se usara el autotransformador.

Este sistema ofrece dos posibles formas de conexión en sus taps que son la transición abierta o la cerrada. La transición abierta presenta la desventaja de que se originan transitorios de corriente y de par motor, los cuales son indeseables, por lo tanto es recomendable usar una transición cerrada la cual carece de estos problemas.

Este método hace uso de tres contactores que servirán para el cierre o la apertura de ciertos circuitos, una vez determinado el toma o tap del autotransformador para el arranque del motor.

El contactor k1 y k2 se cierran hasta que el proceso de arranque a tensión reducida haya culminado, seguidamente se cierra el contactor k3 cuando el motor pasa al estado de ser alimentado a plena tensión y entonces se abre el contactor k2, con ello se logra retirar del circuito el autotransformador.

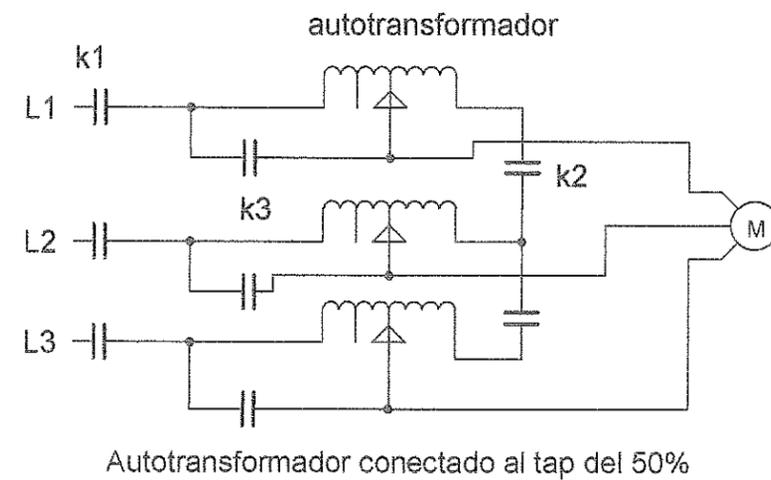
Algunas veces se tienen autotransformadores de arranque en solo dos fases de la alimentación del motor y su utilización da como resultado corrientes desequilibradas en las fases del motor y por lo tanto también en la red eléctrica de alimentación. La aplicación de autotransformadores de arranque en solo dos fases del motor se debe aplicar solamente en motores proyectados para ello.

El uso del autotransformador de arranque evidentemente da mejores resultados comparados con los demás arranques, es el más utilizado actualmente porque permite tener tres valores de tensión y que el consumidor puede seleccionar al momento de hacer el arranque.

Su único inconveniente es que las conmutaciones de las etapas se realizan bruscamente, produciendo en algunas ocasiones daños perjudiciales al sistema mecánico o a la máquina accionada.

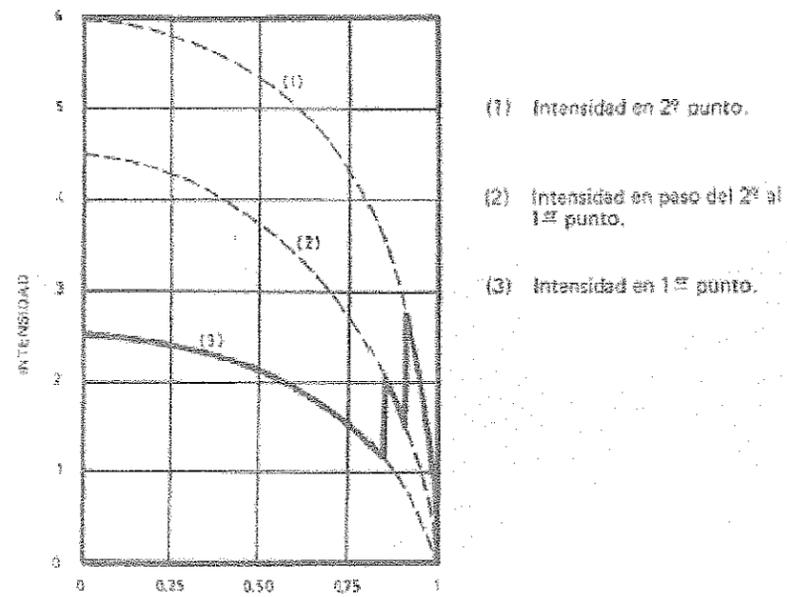
Esto conlleva al desgaste prematuro de los acoplamientos como correas, cadenas, engranajes o embragues de acoplamiento y en casos extremos roturas por fatiga del eje o rodamiento del motor producidos por los grandes esfuerzos realizados en el momento del arranque.

Figura 23. Representación esquemática del proceso de arranque con autotransformador conectado al tap de alimentación del 50%.



El relevador k1 es el contactor principal, k2 y k3 son relevadores que están controlados por relevadores con retardo a la conexión. La secuencia se da por los relevadores k1 versus k2 y después de cierto tiempo que será el tiempo de arranque del motor, actúan los relevadores k1 versus k3 por medio de un temporizador con retardo en el tiempo y así se queda funcionando el motor hasta que por alguna razón lo apaga el usuario por medio de un pulsador de paro.

Figura 24. Representación de la curva de intensidad versus velocidad para un motor trifásico arrancado con autotransformador con el 50, 65 y 80% de compensación de la tensión en bornes



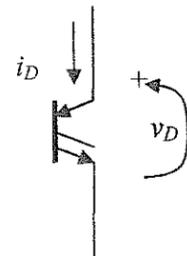
3. COMPONENTES ELECTRÓNICOS

3.1 Dispositivos electrónicos

3.1.1 Tiristor de dos terminales o diodo PNP

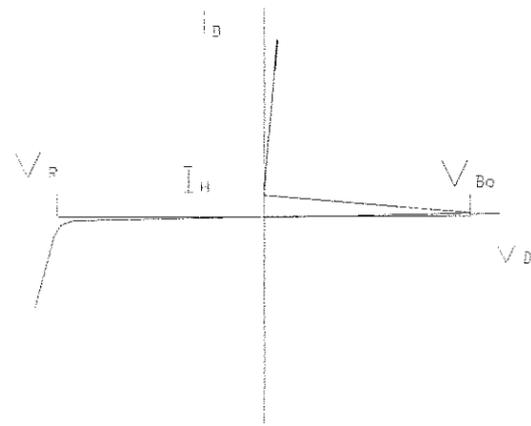
Estos dispositivos pertenecen a la familia PNP, es decir, son dispositivos que tienen la característica de ser de cuatro capas, poseen un mecanismo de control y reciben el nombre de tiristores, aunque frecuentemente el término se aplica al SCR que significa rectificador controlado de silicio. Los tiristores presentan un amplio campo de aplicación como para controlar ciclo conversores, cargadores de batería, circuitos de protección, controles de calefacción, controles de fase, controles de motores, interruptores estáticos, etcétera. A este dispositivo también se le llama tiristor tipo diodo de reverso bloqueado como se muestra en la siguiente figura 25.

Figura 25. Símbolo de un tiristor de dos terminales o diodo PNP



El diodo PNP es un rectificador o diodo que presenta una característica voltaje versus corriente considerablemente poco usual, en la región oblicua versus directa.

Figura 26. Curva característica voltaje- corriente para un diodo PNP



Esta curva consta de tres regiones:

1. Región de reversa bloqueado
2. Región de cierre directo y
3. Región de conducción

Pero cuando el voltaje directo a través del diodo PNP se supera a V_{BO} , se activa y permanece activado hasta que la corriente que fluye a través del suyo, disminuye por debajo de un cierto valor mínimo, de manera familiar, unos pocos miliamperios. Ahora, si la corriente se reduce a un valor por debajo de este valor mínimo, que toma por nombre corriente retenedora I_H , el diodo PNP se desactiva y no continuará hasta que la caída de tensión directa se eleve nuevamente a V_{BO} .

Es evidente que el diodo PNP se activa cuando el voltaje de alimentación V_D supera al voltaje V_{BO} , y se desactiva cuando la corriente i_D disminuye por debajo de I_H y se opone a todo flujo de corriente en dirección inversa hasta que se supere el voltaje máximo inverso.

3.1.2 Tiristor de tres terminales o SCR

Los SCR como su nombre lo indica, son rectificadores contruidos con material de silicio con un tercer terminal para efectos de control. Se debe mencionar que se escogió el silicio debido a las propiedades que presenta a las exigencias en altas temperaturas y potencia.

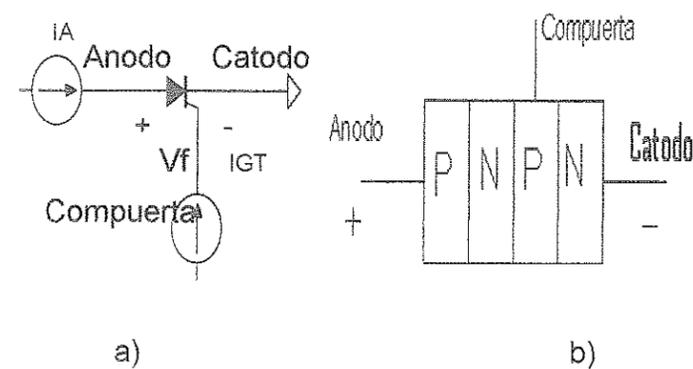
La operación básica de los tiristores es diferente a la del diodo semiconductor de dos capas, en que una tercera terminal que sirve para el control, llamada compuerta, determina cuando el rectificador conmuta del estado de circuito abierto a circuito cerrado. Además, cabe indicar que, no es suficiente sólo la polarización directa del ánodo al cátodo del dispositivo.

La resistencia dinámica para este dispositivo toma valores de 0.01 a 0.1Ω en la región de conducción y la resistencia inversa toma valores de $100k\Omega$ o más. El símbolo gráfico para el tiristor se muestra en la figura 26, junto con las conexiones correspondientes a la estructura del semiconductor de cuatro capas.

Como se puede ver en la figura 26 a), si se va a establecer la conducción directa, el ánodo deberá ser positivo respecto al cátodo.

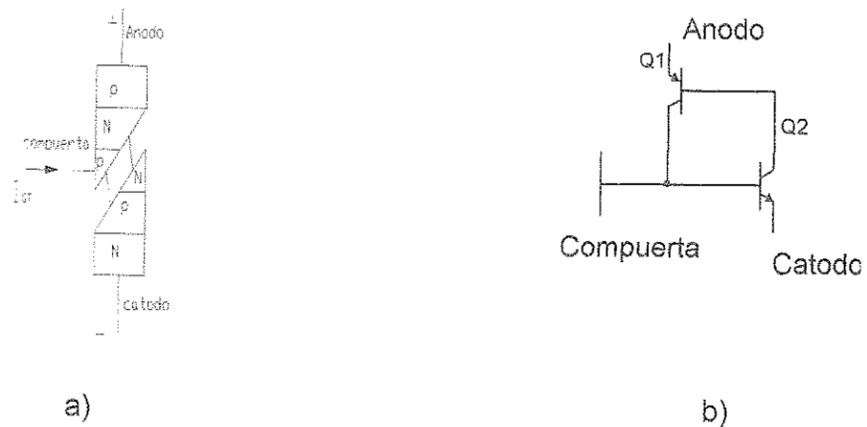
Por la característica de funcionamiento del tiristor, la conducción del ánodo y cátodo no es suficiente para encender el dispositivo. Debe efectuarse un control sobre la compuerta de un pulso de magnitud suficiente para establecer una corriente de encendido de la misma, representada simbólicamente por IGT.

Figura 27. a) Símbolo del SCR b) construcción básica



Un análisis más minucioso de la operación básica de un SCR se evidencia mejor dividiendo la estructura PNPN de cuatro capas de la figura 27 b) en dos estructuras de transistor de tres capas como se muestra en la figura 28 a), de aquí se deriva el circuito resultante de la figura 27 b).

Figura 28. Circuito equivalente de dos transistores del SCR a) división de la estructura PNP de cuatro capas b) circuito equivalente

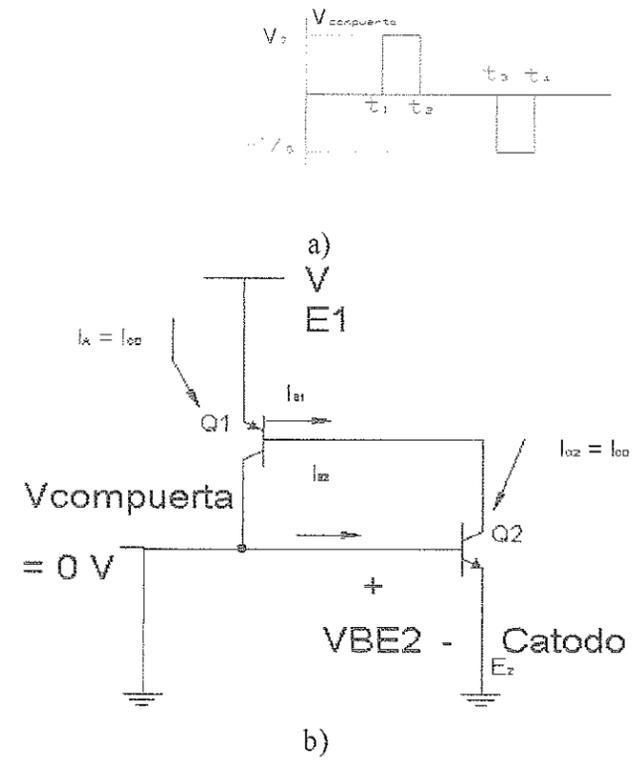


En $t = t_1$ un pulso de VG de la figura 27 b aparecerá en la compuerta del SCR.

Los resultados de circuito establecidos con esta entrada se muestran en la figura 29 a, el voltaje VG se escoge lo suficientemente grande para lograr activar el transistor y la corriente de colector Q2 se elevará entonces a un valor lo suficientemente grande para encender a Q1 y conforme Q1 se incrementa, la corriente de colector I_{c1} se incrementará y en consecuencia provoca un incremento en la corriente de base I_{B2} .

Este aumento de la corriente de base para Q2 da como consecuencia un aumento adicional en la corriente de colector dos I_{c2} . El resultado total provoca un aumento regenerativo en la corriente de colector en cada transistor.

Figura 29. a) Análisis del estado de apagado del SCR, b) circuito equivalente

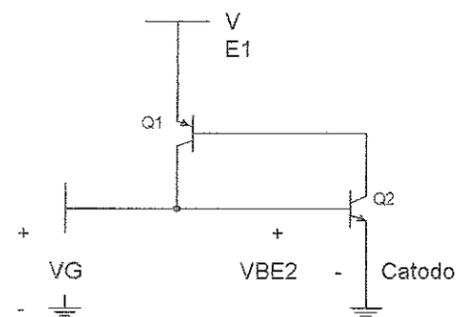


Entonces la resistencia de ánodo a cátodo es pequeña, debido a que la corriente de colector en el transistor es mayor, de ahí el resultado para la representación de un circuito cerrado de un SCR, como se indica en la figura 29. La ocurrencia de la acción aumentativa descrita anteriormente determina a que los tiristores presenten tiempos de encendido de 0.1 a 1 μs .

Estos dispositivos cuando su aplicación es para alta potencia, en el rango de 100 a 400A, pueden tener tiempos de encendido de 10 a 25 μs .

Los SCR se categorizan también porque pueden activarse por una elevación de temperatura significativa del dispositivo o que presenten alta sensibilidad a los aumentos de voltaje de ánodo a cátodo, vinculado a la propiedad característica de ruptura que se muestra en las características de la figura 31. Se debe tener presente que un SCR no puede ser apagado eliminando solo la señal de compuerta. Algunos SCR pueden ser apagados al aplicar un pulso negativo a la terminal de compuerta como se muestra en la figura 28 b, cuando el tiempo toma el valor de t_3 , en $t = t_3$. La acción para apagar un SCR se categoriza como la interrupción de la corriente de ánodo y la técnica de conmutación forzada. Como se observa en la figura 28, las dos técnicas de apagado para un SCR. En la figura 29a, la corriente de colector I_A es cero cuando el interruptor está abierto (interrupción en serie), mientras que el de la figura 29b se presenta la misma condición cuando el interruptor se cierra (interrupción en paralelo).

Figura 30. Representación del estado de encendido del SCR



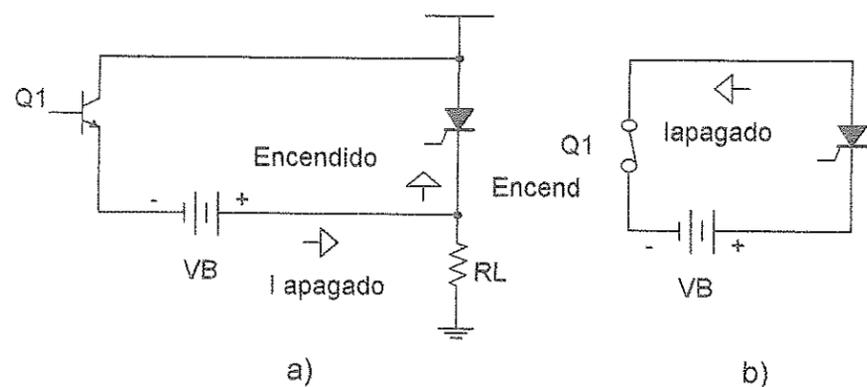
La conmutación forzada es el proceso forzado de la corriente a través del SCR en dirección opuesta a la conducción directa.

Existe una amplia variedad para realizar esta función, uno de los más básicos se muestra en la figura 30.

Como se muestra en esta figura, el circuito de apagado consiste de un transistor de apagado pnp, una fuente de voltaje V_B , que puede ser una batería y un generador de pulso. Mientras el SCR está en funcionamiento o en estado de conducción, el transistor se encuentra en el estado de apagado, en otras palabras, la corriente de colector I_A , es igual a cero y la impedancia de colector a emisor es muy alta, es decir que se comporta como un circuito abierto. Obviamente la alta impedancia aislará al circuito de apagado para que no afecte la operación del tiristor.

Para el proceso de apagado se aplica un pulso positivo a la base del transistor, haciéndolo altamente conductor, es decir que presenta una impedancia muy baja de colector a emisor, dando como resultado un circuito cerrado. El voltaje de la fuente aparecerá entonces directamente a través del SCR, como se muestra en la figura 31 b, forzando la corriente a través de él en la dirección inversa para apagarlo. Generalmente los tiempos de apagado de los SCR oscilan entre 5 a $30\mu s$.

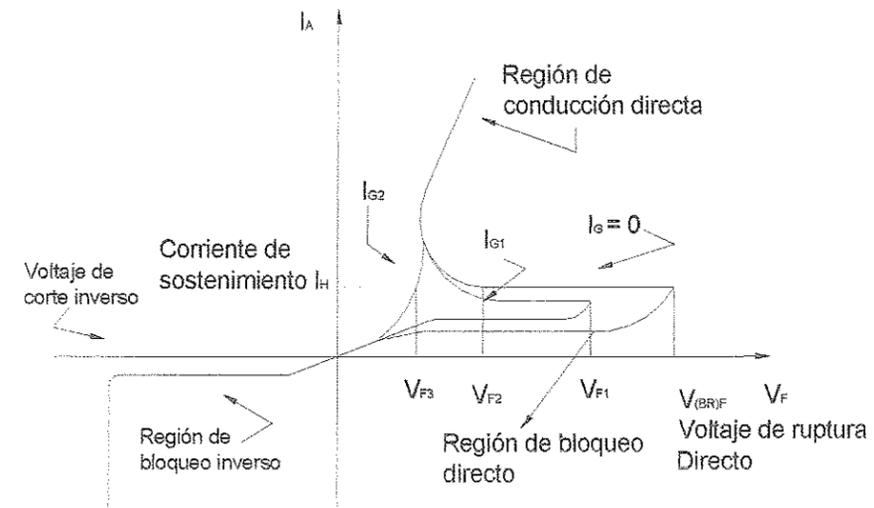
Figura 31. Técnica de conmutación forzada



3.1.3 Características y valores nominales del SCR

En la figura 32 se muestran las características de un SCR para diversos valores de corriente de compuerta. Las corrientes y voltajes más usados se indican en las características del mismo.

Figura 32. Características del SCR



Descripción de las partes de la gráfica

Voltaje de ruptura directo $V_{(BR)F}^*$ que es el voltaje por arriba del cual el SCR entra a la región de conducción. El asterisco (*) es una letra que se agrega dependiendo de la condición de la terminal de compuerta de la manera siguiente:

- O = circuito abierto de G a K
- S = circuito cerrado de G a K
- R = resistencia de G a K
- V = polarización fija (voltaje) de G a K

Corriente de sostenimiento (I_H), este representa el valor de corriente por debajo del cual el SCR cambia del estado de conducción a la región de bloqueo directo bajo las condiciones establecidas.

Regiones de bloqueo directo e inverso: son las regiones que corresponden a la conducción de circuito abierto para el rectificador controlado que bloquea el flujo de carga que constituyen la corriente del ánodo al cátodo.

Voltaje de ruptura inverso: este voltaje es equivalente al voltaje zener o a la región de avalancha del diodo semiconductor de dos capas fundamental.

Es obvio que las características que presenta el SCR de la figura 32, es muy similar a las del diodo semiconductor de dos capas básico con excepción del codo horizontal antes de entrar a la región de conducción. Debemos de considerar que, es esta la región de proyección horizontal la que le da control a la compuerta sobre la respuesta del tiristor. Para las características que presenta la línea continua, donde $I_G = 0$, El voltaje V_F debe alcanzar el voltaje de ruptura más grande ($V_{BR}F^*$) antes de llegar a la región donde se producirá el efecto de colapso y que el tiristor pueda entrar en la región de conducción que corresponde al estado de encendido. Entonces si la corriente de compuerta se incrementa a I_{G1} , como se muestra en la misma figura y aplicando un voltaje de polarización a la terminal de compuerta, el valor de V_F requerido para la conducción (V_{F1}) será relativamente menor. Debemos de observar también que la corriente I_H cae cuando ocurre un incremento en la corriente I_G . Entonces, si se aumenta a la corriente I_{G2} , el SCR se disparará a valores de voltaje muy bajos (V_{F3}) y las características comenzarán a aproximarse a las del diodo de unión p-n básico.

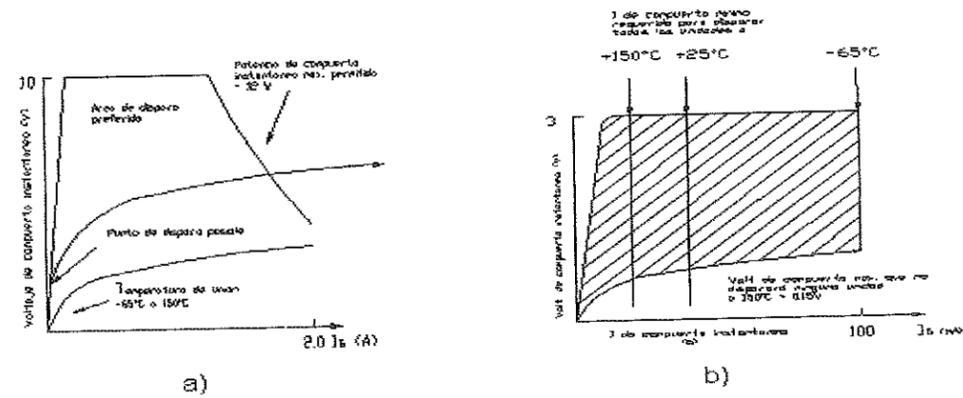
Por lo tanto, analizando las características en un sentido totalmente diferente, para un voltaje V_F específico, digamos V_{F2} de la misma figura 32, si la corriente de compuerta se incrementa de $I_G = 0$ a la corriente I_{G1} o más, el SCR pasa al estado de disparo. Las características de compuerta presentan un comportamiento diferente al de la figura 32, como se observará en la figura 33. Las características de la figura 33b presentan una versión expandida de la región sombreada de la figura 31a. Esta figura presenta los tres valores de compuerta de mayor importancia, P_{GFM} , I_{GFM} y V_{GFM} .

Esto implica que cada uno esté incluido en las características, de la misma manera en la cual es empleado para el transistor. A excepción de las porciones de la región sombreada, cualquier combinación de corriente y voltaje de compuerta que caiga dentro de esta región disparará a cualquier SCR de la serie de componentes para los cuales se proporcionan estas características.

Otro efecto importante a considerar es la temperatura ya que ésta determina cuales secciones de la región sombreada se deben evitar. A -65°C la corriente mínima que disparará el SCR es de 100mA mientras que con el valor de 150°C solo se requiere de una corriente de 20mA .

Cabe indicar también que el efecto de la temperatura sobre el voltaje mínimo de compuerta no está incluido o indicado, en general en las curvas de este tipo, porque casi siempre se logran obtener potenciales de compuerta de 3 voltios o más. Se puede observar en la figura 33b, que el voltaje mínimo es de tres voltios para todas las unidades en el rango de temperatura en particular.

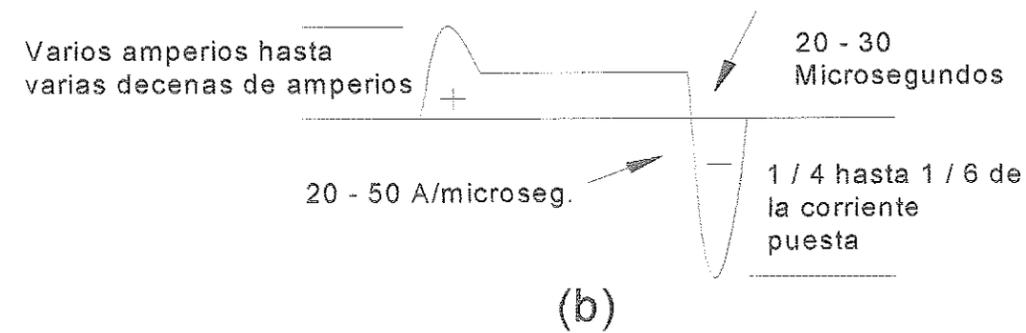
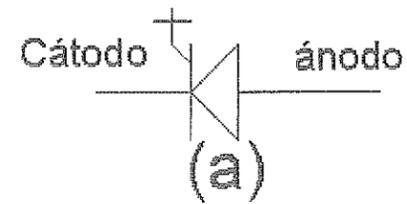
Figura 33. Características de la compuerta para el SCR



3.1.4 Tiristor de apagado por compuerta

El tiristor ha ido evolucionando con el avance de la tecnología en el proceso de control, ya que ahora contamos con un dispositivo tiristor de apagado por compuerta. Este tiristor es simplemente un SCR que puede controlarse por una pulsación suficientemente grande en su compuerta de entrada, no importando si la corriente i_D supera a I_H . Estos tiristores presentan un amplio campo de aplicación en las unidades de control de motores, ya que estos presentan una gran ventaja de eliminar la necesidad de componentes externos para apagarlos en los circuitos de corriente directa. El símbolo de estos tiristores se presenta a continuación.

Figura 34 a) Símbolo de un tiristor de apagado por compuerta b)
 La corriente de compuerta en forma de onda, que se requiere para encender y apagar este tipo de tiristor.



En la figura 34b se muestra la forma típica de onda de la corriente de compuerta de un tiristor con características de alta potencia, es obvio que este tipo de tiristor requiere de mayor corriente de compuerta para su activación que un tiristor común. Para equipos de alta potencia se necesitan corrientes de compuerta que oscilan entre 10 y 20 A. Entonces para apagar estos tiristores se requiere de un gran pulso de corriente negativa de entre 20 y 30 μ s de duración. Por lo tanto, la magnitud del pulso de corriente negativa debe ser de $\frac{1}{4}$ a $\frac{1}{6}$ de la corriente que pasa por el equipo.

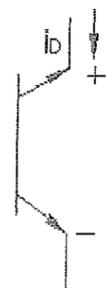
3.1.5 DIAC

Este dispositivo se comporta como dos diodos PNP conectados en forma contrapuesta. Presentan la característica de conducir en cualquier dirección una vez que el voltaje de ruptura se sobrepasa. En la figura 34a, se representa el símbolo del DIAC y la característica de corriente versus voltaje se representa en la figura 34b. Este dispositivo se activa cuando el voltaje de alimentación, sea cual sea la dirección, supere el voltaje VBO.

Una vez activado el DIAC permanece encendido hasta que la corriente cae por debajo de la corriente de mantenimiento I_H . A este dispositivo también se le denomina bidireccional, en todo caso que se llegue a su tensión de cebado o de disparo, treinta voltios aproximadamente, pero este valor de voltaje depende mucho del modelo. Los encapsulados de estos dispositivos suelen ser similares a los diodos de unión o de zener.

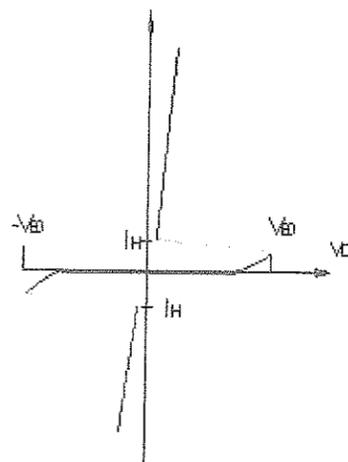
Figura 35. a) Representación simbólica del diac

y b) Característica voltaje versus corriente del diac



Símbolo de un DIAC

a)



Características voltaje-corriente de un DIAC

b)

3.1.6 TRIAC

Este dispositivo presenta la característica de los SCR sólo que acoplados en contraposición, presentando una compuerta de paso común y puede ir en cualquier dirección desde el momento en que el voltaje de ruptura se sobrepasa. El símbolo de este dispositivo se presenta en la figura 36a, y su característica corriente versus voltaje se representa en la figura 36b. El voltaje de ruptura de este dispositivo se ve reducido cuando se aumenta la corriente de compuerta, en la misma forma que lo hace en un SCR.

Pero existe cierta diferencia, ya que un Triac responde tanto a los impulsos positivos como a los negativos de su compuerta.

Una vez activado, el Triac permanece en esa condición hasta que su corriente cae por debajo de la corriente I_H , o corriente de mantenimiento que es la corriente directa por debajo de la cual el triac volverá de su estado de conducción al estado de bloqueo. Esto sucede por medio de la disminución del voltaje de la fuente.

Una vez que el Triac entra en conducción, la compuerta no controla más la conducción, por esta razón se acostumbra dar un pulso de corriente corto y de esta manera se impide la disipación de energía sobrante en la compuerta, y el Triac se comporta como un interruptor cerrado.

Pero cuando el Triac deja de conducir, es decir que la corriente cae por debajo de la corriente de mantenimiento I_H , no podrá fluir corriente entre las terminales principales sin importar la polaridad de la tensión externa aplicada, por tanto actúa como un interruptor abierto.

Se debe de tener en cuenta también que si se aplica una variación de tensión importante al Triac (dv / dt), aun sin conducción previa, el Triac puede entrar en conducción directa. La complicación de su estructura lo hace más delicado que un tiristor en cuanto a di / dt o dv / dt y capacidad que presenta para soportar sobre intensidades.

El fabricante los ofrece para soportar intensidades de algunos amperios hasta unos 200 amperios efectivos y desde 400 a 1,000 voltios pico repetitivo. Presentan aplicaciones importantes principalmente para el manejo de bajas frecuencias.

Figura 36. a) Símbolo de un Triac, b) característica voltaje versus corriente de un Triac

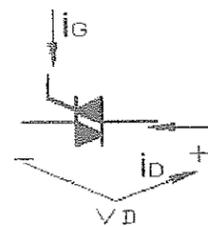
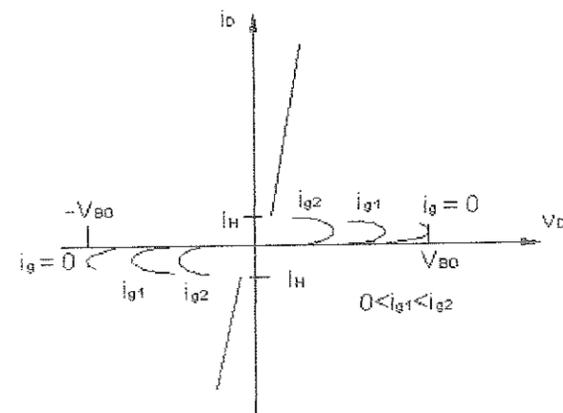


Diagrama de un TRIAC

a)



Características de voltaje-corriente

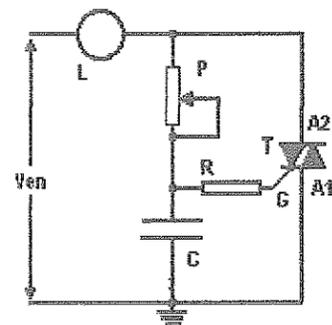
b)

En la curva de la figura 36b, se puede notar que las características del cuadrante uno son similares a las características del cuadrante tres, eso afirma que es un componente simétrico en cuanto a conducción y estado de bloqueo se refiere. La ventaja de este dispositivo es que durante la parte negativa de la señal de entrada da como resultado el mismo tipo de respuesta, ya que puede dispararse en dirección inversa.

La relación en el circuito entre la fuente de voltaje, el triac y la carga se representa en la figura 37. La corriente promedio entregada a la carga puede cambiar alterando la cantidad de tiempo por ciclo que el triac permanece en el estado encendido.

Si permanece una parte pequeña del tiempo en el estado encendido, el flujo de corriente promedio a través de muchos ciclos será pequeño, en cambio si permanece durante una parte grande del ciclo de tiempo encendido, la corriente promedio tendrá que ser alta.

Figura 37. Representación de un circuito que consta de un atenuador luminoso de lámparas incandescentes con un triac



Donde:

V_{en} = voltaje de entrada en AC

L = lámpara incandescente

P = potenciómetro

R = resistencia

C = capacitor

A1 = ánodo 1 del triac

A2 = ánodo 2 del triac

G = puerta o compuerta del triac

Un triac no está limitado a 180° de conducción por ciclo. Con un arreglo adecuado del disparador, puede conducir durante el total de los 360° del ciclo. Por tanto proporciona control de corriente de onda completa. Se debe tener presente que los triac se desactivan automáticamente cada vez que la corriente pasa por cero, es decir, en cada semiciclo, por lo que es necesario redisparar el triac en cada semionda. Otra opción es mantenerlo con la señal de control activada durante el tiempo que se considere necesario.

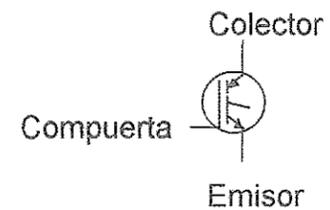
Además, se debe tener presente que el triac debe ir montado sobre un disipador de calor constituido a base de aletas de aluminio de tal manera que el dispositivo se refrigere adecuadamente.

3.1.7 Transistor bipolar de compuerta aislada

Este dispositivo es de desarrollo relativamente reciente, se conoce por sus siglas IGBT, presenta características similares al transistor de potencia, con la diferencia de que se controla por el voltaje de alimentación a una compuerta, dicho caso es diferente en el transistor de potencia ya que la corriente fluye en la base. Por otro lado, la impedancia de la compuerta de control es relativamente alta en el IGBT de tal manera que la cantidad de corriente que fluye en la compuerta es muy pequeña.

Este dispositivo IGBT, equivale indudablemente a la combinación de un transistor de efecto de campo con semiconductor de oxido metálico y un transistor de potencia. Entonces el IGBT se controla por un voltaje de compuerta con la presencia de una corriente muy baja, puede cambiar sumamente rápido de lo que un transistor de potencia convencional lo haría. Estos dispositivos presentan la principal aplicación en casos que requieran de alta potencia y de alta frecuencia. La representación simbólica se muestra en la figura 38.

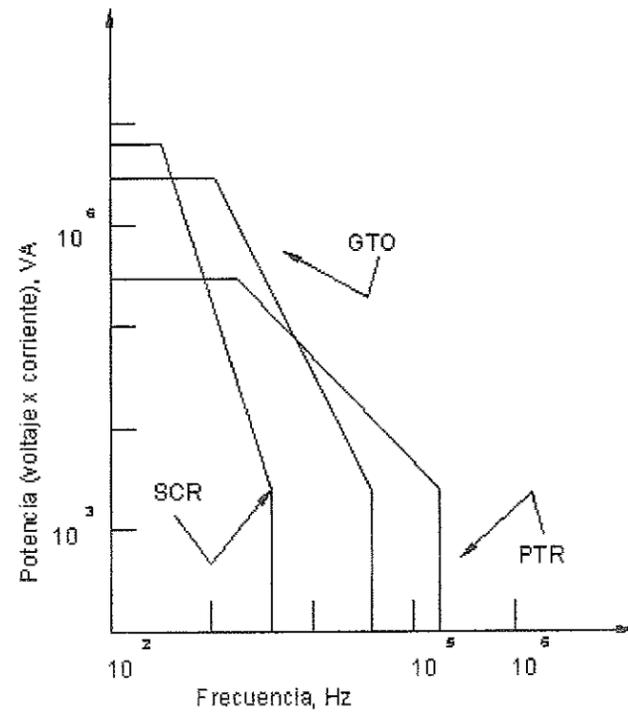
Figura 38. Símbolo de un transistor IGBT



Comparación de potencia y velocidades de los SCR, GTO y un transistor de potencia. En la figura 39 se muestra la representación y comparación de las velocidades relativas y manejo de potencia de los tiristores SCR y GTO, así como los transistores de potencia. Es evidente que los tiristores sirven para operar con mayor potencia que cualquiera de los otros dispositivos.

Así también, los tiristores GTO pueden operar a una potencia casi tan alta que los tiristores SCR. Los transistores de potencia pueden manejar menos potencia que cualquier tipo de tiristor, pero pueden accionar diez veces más rápido que estos o aún más.

Figura 39. Comparación de velocidades y capacidades en función de la potencia de los tiristores SCR, GTO y transistores de potencia



4. ARRANQUE ELECTRÓNICO

4.1 Concepto

En el sistema de potencia se pretende acoplar un juego de tiristores de potencia especialmente para el control de arranque de los motores de inducción con rotor jaula de ardilla y debido a la cada vez más generalizada aplicación de motores asíncronos, los cuales provocan ciertos problemas en el sistema de suministro de la red eléctrica, por sus altos picos de corriente que presentan estos en el momento de ponerlos en marcha, se pretende mediante el uso de los tiristores reducir ese sin numero de problemas que presentan los motores de inducción principalmente en el gobierno de la corriente de arranque y del par de arranque pretendiendo considerar ofrecer con este método, una aceleración más suave y un tiempo apropiado para alcanzar la velocidad nominal del motor. Con el aprovechamiento de la curva de operación que ofrecen los tiristores de potencia que se describirá en esta sesión, pretendemos controlar tanto el par como la corriente en la fase de arranque, ya que el problema que presentan los motores de inducción se presenta en la fase de arranque.

4.2 Características

Mediante el uso de los tiristores se deben de considerar ciertos aspectos en virtud de que el mismo no sea dañado por utilización inadecuada de ellos.

Mediante la variación del ángulo de disparo de la onda del tiristor se logra variar tanto el voltaje como la corriente, es decir que es un proceso de arranque a tensión reducida, recordando que el par en el motor se reduce en un termino al cuadrado con la tensión aplicada en Bornes pero la corriente se reduce según se reduzca la tensión en bornes del motor.

En este caso la corriente de arranque del motor se ve reducida pero para el funcionamiento a plena carga el motor funcionará a corriente nominal y par nominal lo que equivale a que el tiristor tenga que soportar la corriente nominal o un poco mayor del motor debido a la carga fluctuante que este maneje. Generalmente se deben de elegir los tiristores de potencia con soporte de intensidades ligeramente superior a la del motor.

Es evidente que los tiristores de potencia sean elegidos de acuerdo a la potencia del motor de inducción a controlar, en virtud de que la corriente a circular se encuentre dentro de los márgenes de soporte del tiristor. Por otro lado si el motor se arranca sin carga las condiciones del motor cambian considerablemente o si el motor arranca con sobrecarga también las condiciones del motor serán diferentes, estos casos deben de tenerse presente al elegir el juego de tiristores. Para una aceleración lineal deseada que debe darse en el proceso de arranque del motor el ángulo de disparo de los SCR's deberán ser controlados de tal forma que aseguren una rampa de aceleración suave, progresiva y estable. Lo anterior provoca una aplicación progresiva de la tensión en bornes del motor hasta alcanzar su valor nominal de alimentación de la red, con la consiguiente limitación de corriente y par de arranque.

Esto permitirá un aumento de la vida útil de todas las partes involucradas y se logra maximizar un gran ahorro de energía durante el proceso de arranque cada vez que se ponga en marcha el motor, así como planes de mantenimiento con periodos más largos.

4.2.1 Encapsulado

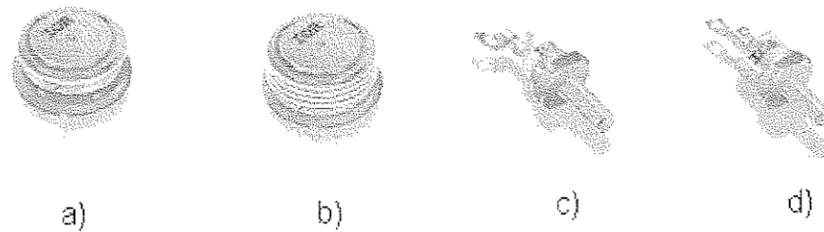
Estos dispositivos presentan una estructura semiconductor de cuatro capas pnnpn, con tres uniones pn y tienen tres terminales: ánodo, cátodo y puerta (o compuerta). Se operan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor.

En muchas aplicaciones los tiristores se conocen como interruptores o conmutadores ideales, aunque hay que considerar que los tiristores prácticos exhiben ciertas características y limitaciones. Estos se fabrican por difusión. Cuando el voltaje de ánodo se hace positivo con respecto al cátodo las uniones pn tienen polarización directa o positiva y las uniones np tienen polarización inversa, y solo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo.

Entonces se dice que el tiristor está en condición de bloqueo directo o en estado desactivado, llamándose a la corriente de fuga corriente de estado inactivo I_D , pero si el voltaje de ánodo a cátodo se va incrementando a un valor lo suficientemente grande la unión np polariza inversamente y entrará en ruptura. Esto se conoce como ruptura de avalancha y el voltaje se conoce como voltaje de ruptura directo. Se dice entonces que el dispositivo está en estado activado. La caída de voltajes se deberá a la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña, generalmente un voltio.

Los tiristores se construyen de diferente forma pero con el mismo principio, según sea la potencia a operar, para la cual sean diseñados. Su apariencia externa se debe a la potencia que será capaz de disipar. En este caso, los encapsulados que se utilizan en su fabricación son diversos. A continuación, se pretende mostrar los tiristores de potencia.

Figura 40. Representación del encapsulado de los tiristores de potencia según la magnitud de corriente máxima que pueden soportar sin sufrir daño a) tiristor de 45 amperios b) tiristor de 60 amperios c) tiristor de 15 amperios d) tiristor de 25 amperios.



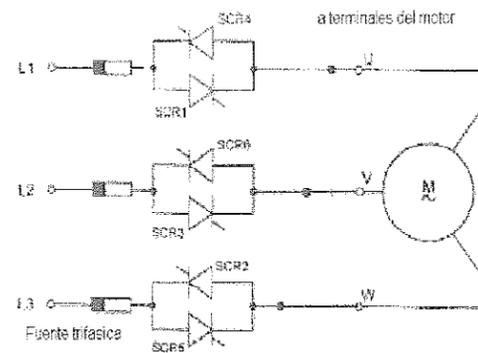
Conforme la corriente del dispositivo crece así también crece el volumen del mismo, existiendo tiristores que soportan corrientes de hasta tres mil quinientos amperios. Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y desactivación, en general los tiristores presentan características constructivas con tiempos de conmutación de 6000 voltios y 3500 Amperios. Las características más relevantes de un scr o tiristor son de tal forma que su voltaje de ruptura, sin señal de compuerta sea mayor que el mayor voltaje en el circuito, entonces, solamente puede activarse mediante la aplicación de una corriente a la compuerta.

Se debe tener presente que la corriente del ánodo requiere de un tiempo finito para propagarse por toda el área de la unión, desde el punto cercano a la puerta, cuando inicia la señal de la puerta para activar el tiristor. Para controlar el flujo de corriente di/dt , el tiempo de activación y el tiempo de desactivación, los fabricantes utilizan varias estructuras de puerta.

4.2.2 Puente de tiristores

El puente de tiristores sirve básicamente para proveer el incremento del voltaje de la fuente trifásica suministrado a los terminales del motor. El puente de tiristores consiste en pares de tiristores conectados en antiparalelo en cada fase de la fuente de corriente alterna como se muestra en la figura 41.

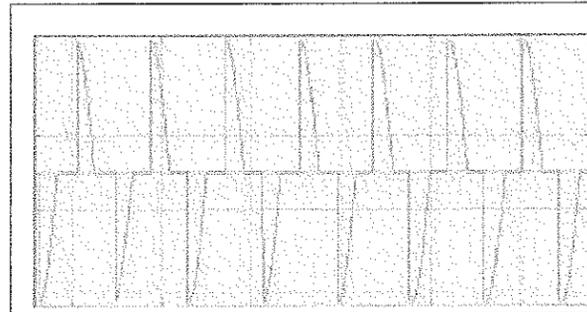
Figura 41. Representación del puente de tiristores conectados a los terminales del motor trifásico



Si se varía el ángulo de disparo de los tiristores, el voltaje aplicado al motor puede ser controlado y así existe la posibilidad de ajustar la corriente de arranque, ajustar el torque también en el proceso de arranque, ya que la demanda del par y la corriente del motor se reducen a medida que aumenta la velocidad de éste.

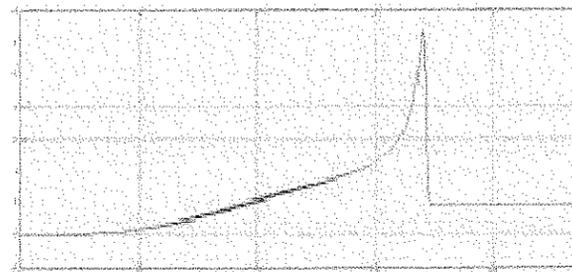
En la figura 42 se puede observar el voltaje aplicado a un motor, en una de sus fases a un cierto ángulo de disparo mediante la presencia de tiristores.

Figura 42. Representación del voltaje aplicado en una fase a un motor trifásico en el proceso de arranque con la presencia en el circuito de SCR's



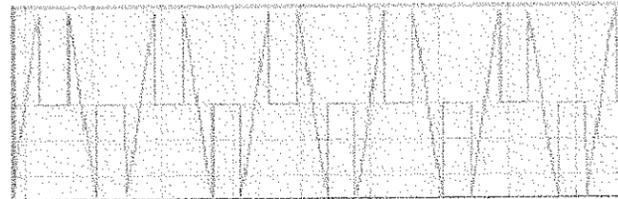
En la figura 43 se observa el torque desarrollado con la presencia del tiristor en el proceso de arranque se visualiza en la siguiente figura.

Figura 43. Representación de la curva del torque desarrollado en el motor con la presencia del puente de SCR's.



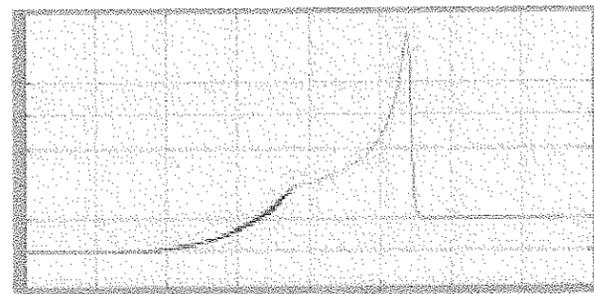
Con la presencia de los tiristores en el proceso de arranque del motor se puede controlar el voltaje aplicado a sus terminales, para así lograr un arranque deseado según sea la necesidad del caso, bajo ciertas características requeridas. A esto es lo que se le conoce como control electrónico de potencia en motores, no obstante, si en lugar de obtener un solo disparo se realizan dos disparos por semiciclo se logra otra forma de onda de voltaje aplicado a los terminales del motor para un determinado ángulo como se muestra en la figura 44.

Figura 44. Representación del voltaje aplicado en una fase de un motor con dos disparos por semiciclo en el puente de tiristores.



Con el cambio de la forma de onda del voltaje, es evidente que la curva de operación del par en el motor, presenta un desarrollo también diferente como se muestra en la figura 45.

Figura 45. Representación del par desarrollado en el motor en el proceso de arranque con la presencia de dos disparos por semiciclo en el voltaje del puente de tiristores.



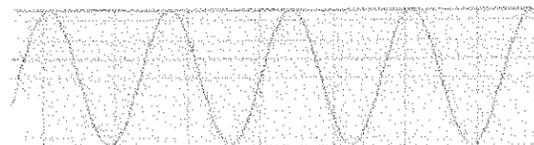
Con el modelado de la aplicación de los tiristores de potencia se obtienen características de control muy superiores a los otros métodos antes mencionados, logrando un mejor desempeño en toda la fase del proceso de arranque del motor.

4.2.3 Curvas de operación del motor

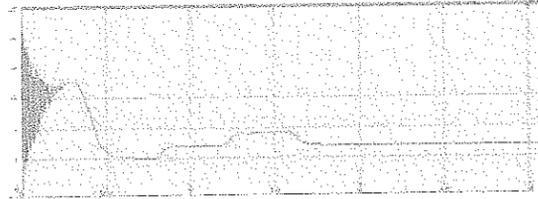
El comportamiento de la curva de operación que representa el voltaje, la corriente y el par en el proceso de arranque de un motor trifásico, va a depender mucho del método de arranque que se esté usando, entre los diferentes tipos de arranque que existen. A continuación se presentan las curvas de operación para diferentes métodos de arranque de un motor sin el uso de tiristores de potencia.

Arranque directo: Este método de arranque consiste en conectar el motor en forma directa a la línea de alimentación trifásica, a continuación se presentan las curvas de operación del voltaje y el par desarrollado en el proceso de arranque directo.

Figura 46. Representación de la forma de onda a) del voltaje aplicado por fase en el arranque directo a un motor trifásico, b) del par desarrollado en el proceso de arranque.



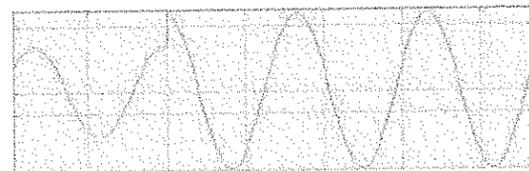
a)



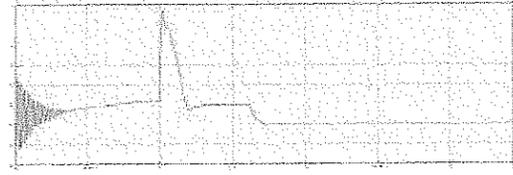
b)

Proceso de arranque con autotransformador: Cuando no se permite el arranque por conexión directa, se utiliza para el arranque de los motores trifásicos un autotransformador de arranque o compensador de arranque. Se conectan en estrella los arrollamientos de un autotransformador trifásico y cuando el interruptor está en la posición de arranque, el compensador se conecta a la línea sin más protección que los fusibles y el interruptor termomagnético. En estas condiciones, los tres conductores terminales del motor se conectan a tres contactos, unidos a cada una de las fases del transformador. Por consiguiente, la tensión aplicada al motor queda reducida aproximadamente a la mitad de su valor nominal y las curvas de operación del voltaje y el par se representan en las siguientes figuras.

Figura 47. Representación de la forma de onda de a) el voltaje aplicado a una fase durante el arranque de un motor, con la aplicación del método del autotransformador b) par desarrollado en el proceso de éste arranque



a)

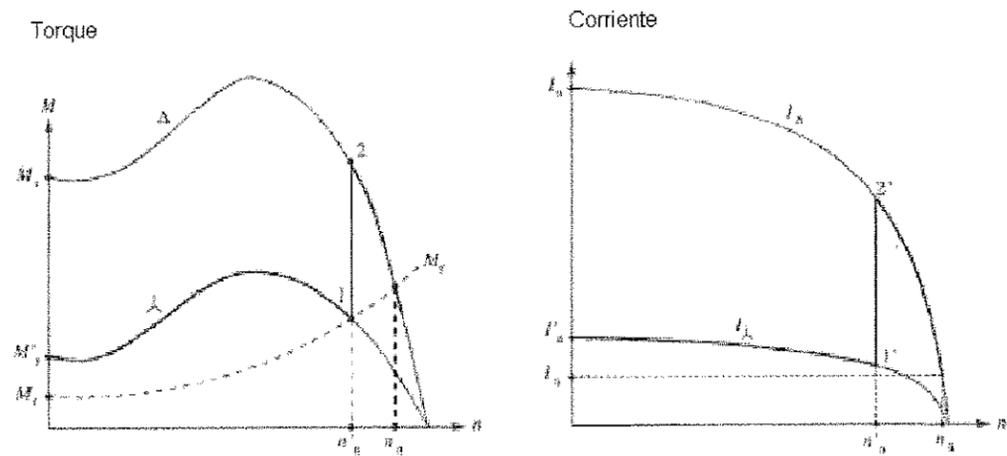


b)

Además es común el uso del arranque a tensión reducida con la presencia de dos conmutaciones a la vez, como lo es el arranque estrella en baja tensión hasta alcanzar cierta velocidad, luego conmuta a triángulo o delta unos segundos después.

Donde el torque y la corriente de arranque se reducen tres veces comparado con un arranque directo para el mismo motor como se muestra en la figura 48.

Figura 48. Representación de la curva de operación del par y la corriente para un arranque estrella – delta de un motor trifásico



4.2.4 Curva de operación del tiristor

Los tiristores presentan ciertas propiedades en común, ya que son dispositivos de estado sólido que se disparan bajo ciertas condiciones pasando de un estado de alta a un estado de baja impedancia, estado que se mantiene mientras que la corriente y la tensión sean superiores a un valor mínimo que se llama nivel de mantenimiento.

Estructuralmente, todos los tiristores consisten en varias capas alternadas de silicio dopado con impurezas p y n. El disparo de un tiristor se logra prácticamente inyectando corriente en esas uniones de tal manera que, mediante una acción regenerativa, conmuta a conducción y lo mantiene en este estado aunque la señal de disparo sea retirada, siempre que se verifiquen unos requerimientos mínimos de tensión y corriente.

El tiempo de conexión o de activación es el tiempo que tarda en conducir el tiristor desde que se ha producido el disparo. Los valores típicos tomados por los tiristores están alrededor de uno a tres microsegundos. Los circuitos de disparo o activación de los tiristores en corriente alterna, están diseñados para sincronizar la fase entre el suministro en alterna y el disparo que permita la regulación en potencia que suministrará a un motor.

A este efecto se le conoce como conmutación de línea alterna. La propiedad de conmutación de corte a conducción y viceversa en un tiristor, resulta muy útil cuando se desea controlar la transferencia de potencia a los terminales de un motor. El control de ángulo de disparo en la onda sinusoidal se da en función del tiempo de la onda sinusoidal, en el cual se provoca un desfase Φ respecto al inicio de la onda sinusoidal. A Φ se le denomina ángulo de desfase o disparo, y a $\pi - \Phi$ se le llama ángulo de conducción.

En la figura 41 se representa la forma de onda del tiristor de potencia y suceden tres formas de onda que se describen a continuación.

Una tensión inversa de ánodo a cátodo tenderá a interrumpir la corriente del ánodo, ya que la tensión se invierte en un semiperíodo de un circuito de alterna, por lo que el scr conectado a la línea tendrá una tensión inversa en un semiperíodo y se cortará.

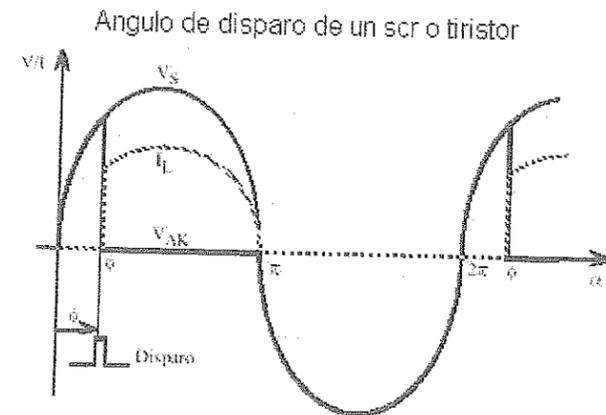
- a) $0 \leq \alpha < \Phi$. En esta situación el tiristor se encuentra bloqueado, por lo tanto no circula ninguna corriente hacia los terminales del motor ya que $I_L = 0$ y el voltaje del punto A a K es $V_{AK} = V_m \text{sen} \alpha$.
- b) $\Phi \leq \alpha < \pi$. En el instante que $\alpha = \Phi$ se provoca un pulso en el circuito de disparo que hace que el tiristor entre en conducción. Si consideramos el motor como una carga Z_L y despreciando la caída de tensión en el tiristor, aparece una corriente en terminales $I_L = V_m \text{sen} \alpha / Z_L$ y $V_S = V_L + V_{AK}$.
- c) $\pi \leq \alpha < 2\pi$. En el instante en que $\alpha = \pi$ el tiristor conmuta a corte en forma natural y en el semiperíodo negativo el tiristor permanece a corte porque la tensión del ánodo es inferior a la del cátodo, la corriente es nula y la tensión es $V_{AK} = V_m \text{sen} \alpha$.

Se debe de considerar que si no hay señal aplicada a la puerta del tiristor, este permanecerá en bloqueo independientemente del signo del voltaje VAK.

El tiristor debe ser disparado a ON o encendido, aplicando un pulso de corriente positiva en el terminal de puerta, durante una pequeño instante, posibilitando que pase al estado de bloqueo directo. La caída de tensión directa en el estado de encendido es de pocos voltios (1-3V).

Una vez que el tiristor empieza a conducir, es fijado al estado de encendido, aunque la corriente de puerta desaparezca, no pudiendo ser cortado por pulso de puerta. Solo cuando la corriente del ánodo tiende a ser negativa respecto a la del cátodo, o inferior a un valor de umbral, por la influencia del circuito de potencia, se cortará el tiristor.

Figura 49. Representación para el ángulo de disparo de un SCR



Para el funcionamiento del tiristor se presentan dos estados de funcionamiento, en régimen estático y en régimen transitorio.

Para el régimen estático dependiendo de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo se pueden distinguir tres regiones de funcionamiento:

1. $V_{ak} < 0$ que es la zona de bloqueo inverso. Dicha condición corresponde al estado de no conducción en inversa, comportándose como un diodo.

2. $V_{ak} > 0$ sin disparo, que es la zona de bloqueo directo. El tiristor se comporta como un circuito abierto hasta alcanzar la tensión de ruptura directa.

3. $V_{ak} > 0$ con disparo que representa la zona de conducción. Se comportará como un cortocircuito, si una vez ha ocurrido el disparo, por el SCR circula una corriente superior a la corriente de enclavamiento. Una vez en conducción, se mantendrá si el valor de la corriente del ánodo al cátodo es superior a la corriente de mantenimiento.

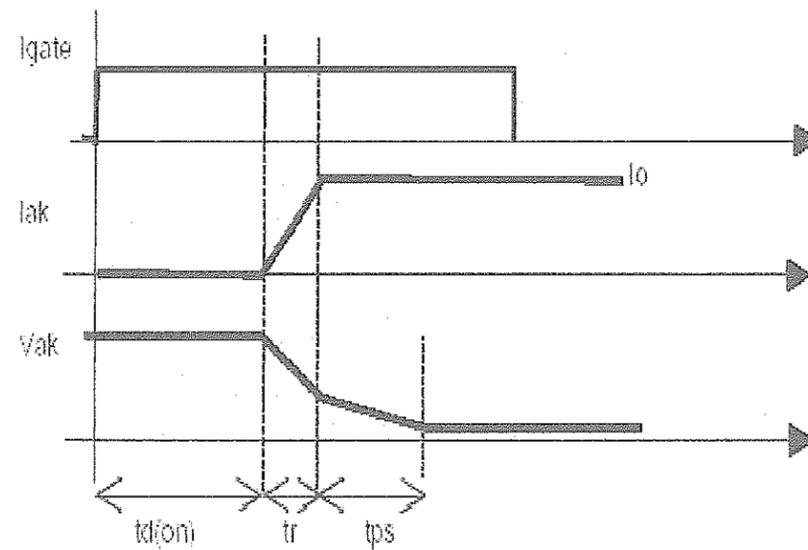
En el régimen transitorio se presentan dos fenómenos:

Transitorio a conducción. La evolución temporal de las señales se muestra en la figura siguiente, donde se observa que desde el momento en que se aplica el impulso de puerta hasta que la intensidad del ánodo empieza a subir, transcurre un tiempo denominado de retardo a la excitación ($t_d(on)$).

Después la intensidad sube hasta su valor final en un tiempo t_r . La suma de los tiempos t_r y t_s se denomina tiempo de disparo t_d .

Durante el $t_d (on)$, el tiristor permanece en el estado de bloqueo. Sin embargo la corriente de puerta está inyectando portadores mayoritarios en la unión p cercana al terminal de puerta hasta que aumenta la concentración, momento en que empieza a fluir la corriente de ánodo, llegando a la corriente I_a después del intervalo t_r .

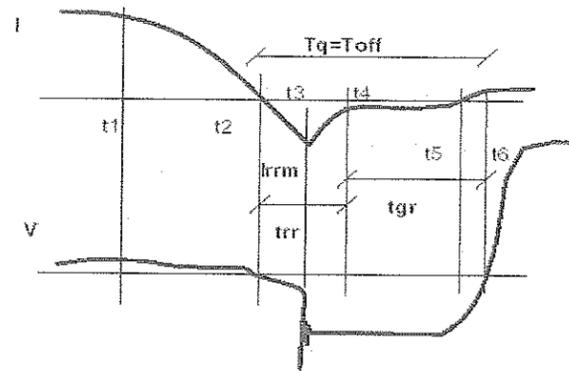
Figura 50. Representación de las curvas características del proceso de puesta en conducción para un tiristor.



Transitorio a corte. Si el circuito externo produce una reducción muy brusca de la intensidad del ánodo e intenta la conducción en sentido inverso, los portadores de las uniones no pueden reajustarse, por tanto hay un tiempo de retraso por almacenamiento donde se comporta como un cortocircuito conduciendo en sentido contrario al estar polarizado positivamente, produciendo un pico de corriente IRRM tal como se muestra en la figura 51. Las restantes cargas se recombinan por difusión.

Cuando ha disminuido la concentración, la puerta recupera su capacidad de gobierno, pudiendo aplicar tensión directa sin riesgo de cebado. A este tiempo se le denomina tiempo de recuperación de puerta t_{gr} . La duración del proceso de corte es $t_{off} = T_g = t_{rr} + t_{gr}$. El tiempo T_g generalmente toma valores de 5 hasta 50us.

Figura 51. Representación de la curva característica del proceso de corte del tiristor.



Como se puede observar en la curva, que t_q es el menor tiempo que debe transcurrir entre que se invierte la intensidad por el ánodo y el instante en que aplicamos tensión ánodo-cátodo positiva sin que entre en conducción. El tiempo t_q depende de varios factores como:

- Aumenta con la Temperatura.
- Disminuye con la tensión inversa aplicada.
- Aumenta con la intensidad directa del estado de conducción.

Además de parámetros de tensión y capacidad de corriente, el tiempo de turn-off (t_q), la caída directa de tensión, el cambio de corriente en función del tiempo di/dt en el turn-on y el cambio de voltaje en función del tiempo dv/dt en el turn-off son características determinantes para un tiristor en su funcionamiento. El ángulo de conducción lo podemos analizar mejor en la figura que se muestra a continuación y para ello se deben de considerar tres casos:

- La corriente y la tensión media de un SCR dependen del ángulo de conducción.

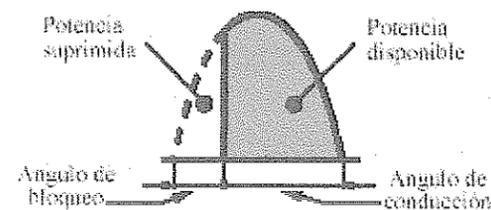
- A mayor ángulo de conducción, se obtiene a la salida mayor potencia.
- Un mayor ángulo de bloqueo o disparo se corresponde con un menor ángulo de conducción.

Con la siguiente fórmula (4.1) se analiza mejor la situación.

$$\text{Ángulo de conducción} = 180^\circ - \text{Ángulo de disparo} \quad (4.1)$$

Si se conoce la variación de la potencia disipada, en función de los diferentes ángulos de conducción del tiristor, se pueden calcular las protecciones necesarias.

Figura 52 Representación del ángulo de bloqueo y conducción de un tiristor



Se debe tener en cuenta que si bien es cierto que el tiristor se comporta como un interruptor, este no es un interruptor perfecto, ya que necesita un tiempo para pasar de corte a conducción y viceversa.

Existen condiciones que resultan ser evidentes para poder controlar un tiristor como lo describimos a continuación:

Disparo

- Ánodo positivo respecto al cátodo.
- En el momento del disparo $I_{AK} > I_L$
- La puerta debe de recibir un pulso positivo respecto al cátodo.

Corte

- Anulamos la tensión V_A
- Se Incrementa RL hasta que $I_{ak} < I_H$

4.2.5 Tiempo de arranque demasiado prolongado

La presencia de estos tiempos se hace evidente en motores relativamente grandes o en los casos en los cuales los accionamientos del momento de inercia total está por arriba de diez veces el del propio motor, por ejemplo las centrifugas, las cuales requieren largos tiempos de arranque. Por otro lado, los tiempos de arranque pueden estar por arriba del tiempo admisible por el motor con la presencia de la potencia necesaria para la carga accionada, provocando esto un elevado e inadmisibles recalentamiento del rotor.

Para estos casos, se puede intentar reducir la corriente de arranque, con un tiempo de arranque más tolerable, en otro caso se puede conseguir sobredimensionando el motor lo cual implica inversión pero en cualquiera de los casos es necesario calcular la corriente de arranque del motor. Se debe de tener en cuenta que en arranques de larga duración no se sobrepasen los límites de cargabilidad del motor, caso contrario estaríamos dañando o reduciendo la vida útil del motor. El límite de cargabilidad del motor es el tiempo de arranque permisible con relación a la corriente de arranque del motor.

4.2.6 Rampa de tensión

La variación de la tensión en los terminales del motor en el proceso de arranque, supone crear la forma de una rampa de tensión en función del tiempo. Si el proceso es efectuado mediante la aplicación de un puente de tiristores, la unidad de mando aumenta la tensión en bornes del motor según un tiempo definido para el motor. Empezando con aproximadamente el cuarenta por ciento de la tensión nominal en virtud de alcanzar en forma lineal, el cien por ciento de la misma.

Esto provoca que aumente la corriente del motor en forma aproximadamente lineal, es decir, proporcional al aumento de la tensión en bornes del motor hasta alcanzar el par máximo con el noventa y cinco por ciento del desarrollo de la velocidad para volver posteriormente a la intensidad de servicio. La presencia del puente de tiristores en el circuito del motor permite realizar un proceso de aceleración del motor desde un cuarenta por ciento de la tensión disponible, comparado con un proceso de arranque con conexión delta en el cual el cien por ciento de la tensión esta disponible en terminales del motor en el proceso de arranque. Lo anterior implica que mediante el uso de tiristores en el sistema trifásico provoca un arranque del motor a tensión reducida.

4.2.7 Reducción del par

El par es otro parámetro del motor a tratar, mediante la presencia del puente de tiristores en el circuito de fuerza que alimenta el motor, en la sección anterior notamos el control pleno que existe sobre la tensión y como aumenta en forma lineal conforme el motor se acelera y alcanza la velocidad de régimen.

Reducir la tensión en bornes del motor, implica que el par del motor se reduzca en forma cuadrática y la corriente aproximadamente en forma lineal con respecto a la tensión. Es evidente que la reducción de la tensión aplicada a los terminales del motor provoca una disminución del par de aceleración del motor, consiguiendo así un arranque más suave del motor, con la equivalente reducción de pérdidas del sistema eléctrico en general y garantizando mayor vida útil del motor comparado con cualquier otro método de arranque en el motor.

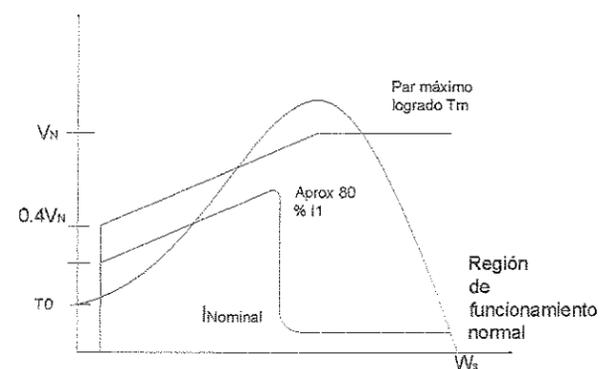
El arranque suave de un motor evidencia potencialmente todas las ventajas que se asocian con el proceso de arranque de un motor, como por ejemplo, menos desgaste y mayores intervalos en el mantenimiento del motor. Estas ventajas están vinculadas debido a la relación que existe del par y la corriente con respecto a la tensión en bornes del motor.

4.2.8 Limitación de la corriente de arranque

Con la presencia del puente de tiristores ya se nota que la tensión en terminales del motor aumenta progresiva en forma lineal. La corriente de arranque hace un seguimiento del voltaje también en forma lineal la cual se ve reducida en un sesenta por ciento comparado con un arranque con conexión delta, es decir, que la corriente de arranque empieza desde un valor mínimo de un cuarenta por ciento ($0.4I\Delta$).

Es la intensidad más baja que se puede lograr con la presencia de los tiristores en el circuito del motor, y tiende a crecer conforme el voltaje crece hasta lograr aproximadamente el ochenta por ciento de la tensión, luego decae casi drásticamente buscando el punto de corriente nominal, el voltaje sigue creciendo hasta que se hace constante en terminales del motor, esto implica que el motor ya ha alcanzado la velocidad de régimen con lo cual ahora la corriente presenta el valor de intensidad nominal como se observa en la figura 53.

Figura 53. Representación del comportamiento del voltaje, la corriente y el par en el proceso de arranque de un motor trifásico con la presencia de un puente de tiristores



4.2.9 Confiabilidad que presenta el tiristor

El tiempo que presenta en vida útil el tiristor dependerá mucho del uso que se realice del mismo, ya que si el uso que se le obliga a realizar es el adecuado o esta dentro de los márgenes de intensidad a operar, la vida útil del tiristor evidenciará la que especifica el fabricante, pero si el dispositivo se ve sometido a esfuerzos de corrientes límites o sobredimensionadas, la vida útil del mismo se ve reducida hasta poderse quemar si la sobredimensión es severa.

Por otro lado, todos los tiristores requieren algún grado de protección en un circuito eléctrico para términos de larga fiabilidad, como el especificado por el fabricante. El circuito eléctrico y mecánico de la protección se diseña alrededor de los parámetros del tiristor.

Los parámetros de las protecciones para el tiristor son típicamente:

- Corriente de conmutación máxima del tiristor
- Tensión máxima cuando está en estado de bloqueo
- Temperatura máxima durante el proceso de funcionamiento
- Dv/dt máximo durante el funcionamiento
- Di/dt máxima durante el funcionamiento

La única manera práctica que asegura que la corriente nominal fluirá a través del tiristor y no excederá los valores normales del mismo es elegir un tiristor que soporte corrientes relativamente superiores a las que tendrá que operar como por ejemplo elegir un tiristor que maneje el doble la cresta de la corriente del motor. Es evidente que el tiristor se puede sobredimensionar según sean las necesidades del caso, ya que entre más se sobredimensione asegura aún más larga vida útil pero el factor económico de inversión se verá elevado.

5. APLICACIONES

5.1 Análisis y comparación del control de arranque de un motor de inducción del laboratorio de máquinas usando arranque electrónico versus arranque clásico.

5.1.1 Datos del sistema a evaluar

Se requiere de una red trifásica, para este caso la red de alimentación es de 240 voltios, con protección de 15 amperios, con capacidad para arrancar un motor trifásico que opera para dos conexiones, conexión delta para baja tensión y estrella para alta tensión. La toma para la carga a conectar debe de soportar el arranque de un motor para un caballo de fuerza. Se requerirá de cincuenta metros de cable AWG número 12 para el alambrado del diagrama de fuerza, una cinta de aislar, un desarmador plano, un desarmador phillips, una navaja, un contactor para arranque general, un contactor que formará la conexión estrella, un contactor que formará la conexión delta, un temporizador con retardo a la conexión, un pulsador color verde para marcha del motor y un pulsador color rojo para la desconexión o apagado del motor.

5.1.2 Equipo necesario a usar

El equipo a usar para la captura de las curvas en el proceso de arranque del motor es un analizador de redes industriales marca Fluke, simplemente consiste en un equipo que consta de un juego de transformadores de corriente y un juego de transformadores de potencial.

Estos transformadores son conectados a las terminales de alimentación del motor para la adquisición de datos (gráficos). El analizador captura las curvas en función del tiempo justo cuando se le ordena el proceso de captura, igualmente sucede cuando deseamos tener la curva capturada transcurrido cierto tiempo de análisis, bastara con pulsar otro botón disponible en el menú del analizador.

La curva capturada podemos guardarla para su posterior descarga a una PC y poder realizar su análisis o en caso contrario si dicha curva no es de interés alguno simplemente la podemos borrar por medio de otra tecla que aparece como opción en el menú del analizador para luego poder capturar otra curva que sea de interés por el usuario. Se necesita de un multímetro para verificar las correctas conexiones del sistema de fuerza como de mando que comandara el control del motor a evaluar y verificar el correcto estado de los accesorios que proporcionan los contactores así como medir el estado correcto del voltaje de la fuente de alimentación.

Se requiere de un motor trifásico cuyas características en placa del mismo son: diseñado para operar a 240 Voltios para conexión delta y 415 Voltios para conexión estrella serie, la potencia es de 0.368 KW, la velocidad es de 3400 r.p.m a una frecuencia nominal de sesenta Hertz, su factor de potencia es de 0.9, el amperaje será de 2.15 Amperios para la conexión delta y 1.23 Amperios para la conexión estrella para condiciones normales de funcionamiento del motor.

5.1.3 Comportamiento con el arranque Y-Δ

En el siguiente esquema se representa el diagrama de fuerza para la conexión estrella delta del motor de inducción trifásico.

Figura 54. Representación esquemática para el arranque estrella - delta

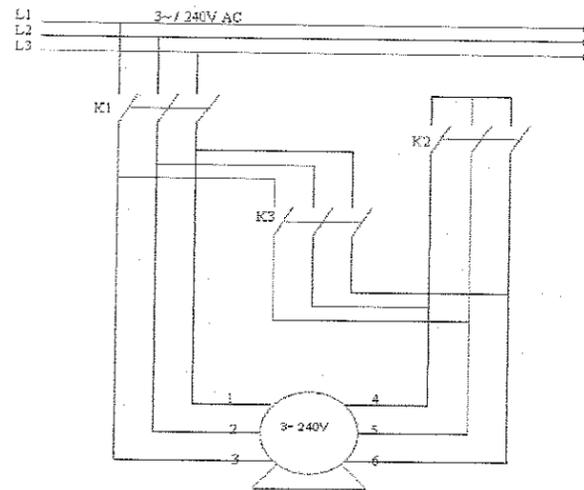
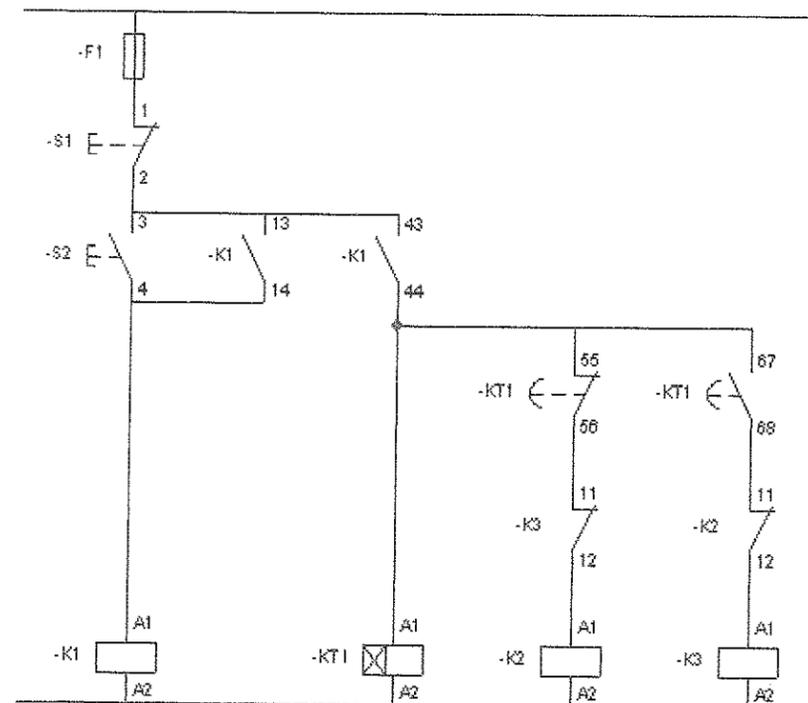
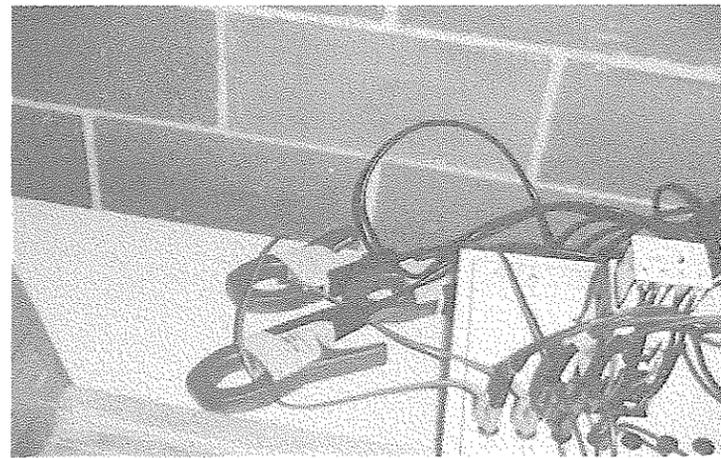


Figura 55. Representación del diagrama de mando para el arranque estrella - delta

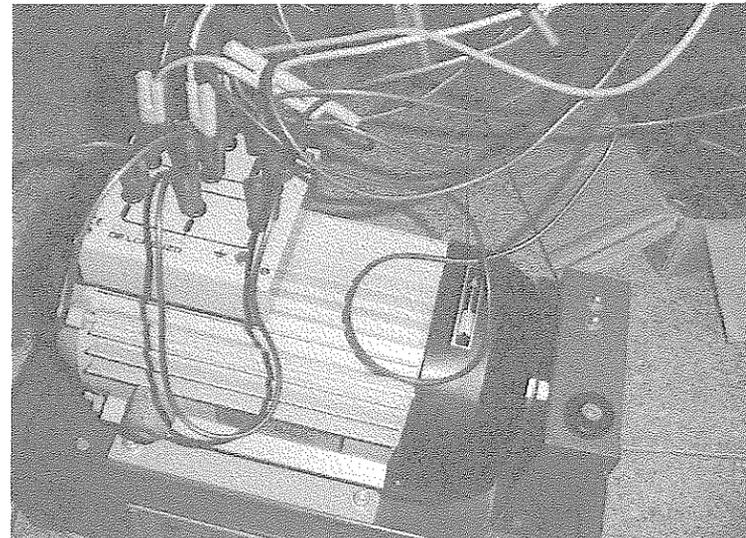


En la foto que se aprecia a continuación, se observa la forma en que esta conectado el juego de transformadores de corriente a cada línea de alimentación del motor, así como el juego de transformadores de potencial conectado en paralelo a cada línea de alimentación efectivamente.

Figura 56. a) Presentación de la conexión del equipo a evaluar, b) presentación de la conexión del motor para las pruebas



a)



b

En la figura 57 y 58 se representa la captura de la curva corriente versus tiempo y voltaje versus tiempo desplegada en el proceso de arranque de un motor trifásico que inicia marcha en conexión estrella durante 5 segundos y luego conmuta a la conexión delta, el proceso se realiza sin carga en el eje del motor durante la prueba.

Figura 57. Representación de la curvas capturadas en la prueba en donde el equipo esta en estado de stop

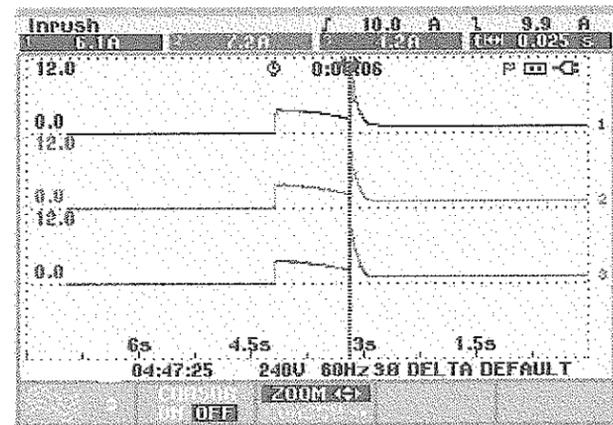
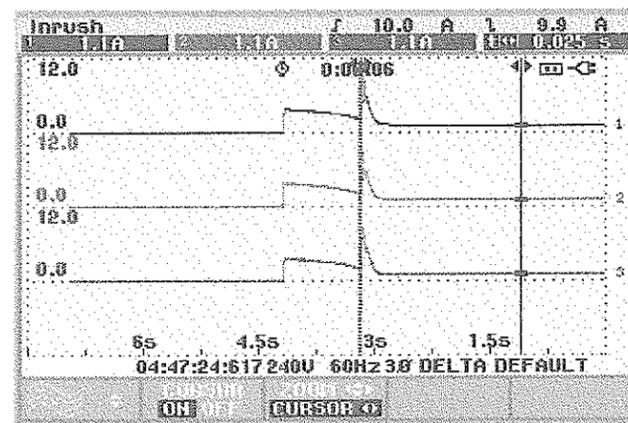


Figura 58. Representación de la curvas capturadas en la prueba en donde el cursor esta en proceso de lectura



Las gráficas 57 y 58 representan un arranque estrella versus delta, en donde el motor se encuentra operando en vacío. En la parte superior de la figura 56, aparece la lectura de cada fase del motor para la corriente máxima posible de calibración del equipo estando el equipo en estado de stop considerando que la corriente nominal del motor es de 2.15 amperios.

De otra forma en la figura 58, las lecturas de la corriente para cada fase del motor que aparecen en la parte superior de la gráfica, son los valores de lectura dados por el cursor que se desplaza sobre toda la grafica en posición vertical, estando la grafica del equipo en encendido.

Los valores de la corriente en la gráfica irán cambiando conforme se desplaza el cursor a la posición que nos interesa analizar, entonces podremos capturar el valor de la corriente justo cuando el motor se puso en marcha para la conexión estrella, así también el pico de corriente que se dio después de 1.2 segundos cuando la conexión del motor cambio de estrella a delta, y para este caso la lectura del cursor en la posición donde se encuentra marca que la corriente en estado de vacío del motor es de 1.1 Amperios y esta ubicada lejos ya del proceso de arranque del motor.

Figura 59. Representación de la captura de la curva de la Corriente para el tiempo igual a cero

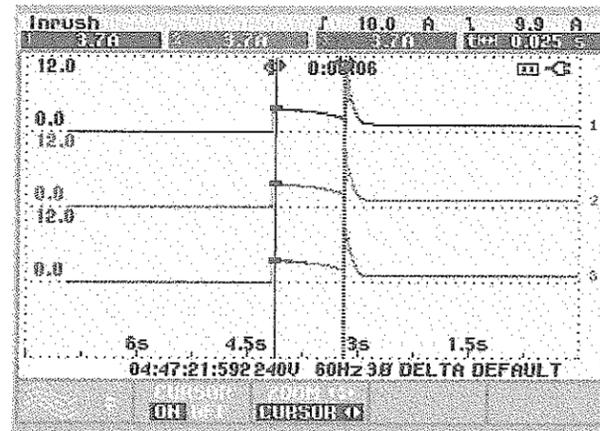
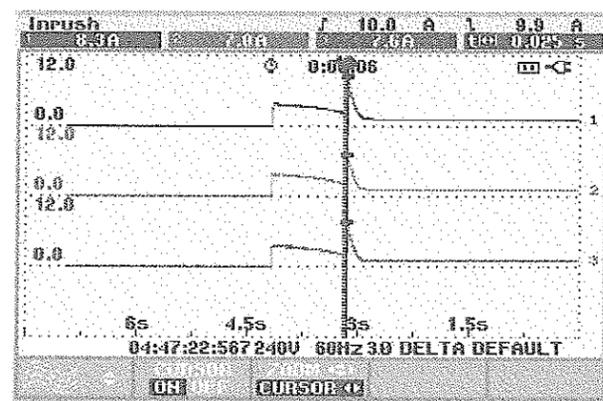


Figura 60. Representación de la captura de la curva de la corriente para un tiempo de 1.2 segundos después



En la captura de la curva 59, la corriente de arranque máxima alcanzada por el motor estando en conexión estrella y conectado en vacío es de 3.7 amperios, lo que implica que la corriente de arranque en conexión estrella fue 1.37 veces mayor a la corriente nominal.

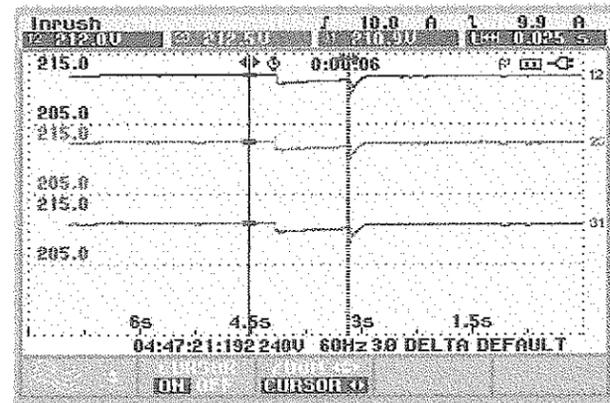
El tiempo 4.3 segundos es la referencia o tiempo cero porque fue justo el instante en que se dio marcha al motor ya que la curva se desplaza de derecha a izquierda, en otras palabras, el análisis total del proceso de arranque del motor desde puesta en marcha hasta detener el análisis es de 4.3 segundos y justo 1.2 segundos después de marcha del motor conectado en vacío, se da la conmutación de estrella a delta por medio del relevador de tiempo.

Como se ve en la curva de la figura 60 donde notamos que aun se presenta un pico de corriente que alcanza un valor de 8.3 amperios lo que implica que la corriente creció un porcentaje de 3.07 veces la corriente nominal del motor y luego decreció a un valor mínimo.

Ahora observaremos el comportamiento del voltaje en tres puntos clave como: motor apagado, motor en marcha con conexión estrella y conmutación de estrella a delta. De hecho, el equipo de medición esta en la opción de corriente, si queremos ver el comportamiento del voltaje bastara con pulsar otra opción del analizador para que nos despliegue en pantalla el comportamiento del voltaje en las tres fases en el proceso de arranque del motor.

El transformador que alimenta la red, es un transformador pad mounted y esta en conexión estrella el cual debiera dar un voltaje de 208 voltios entre líneas pero por efectos de regulación la lectura en el sistema a evaluar sin carga es de 212.3 voltios con una leve variación entre líneas. En la curva de la figura 60 el cursor despliega el valor de la lectura en cada línea del motor cuando este esta apagado, es decir que es el voltaje original de la red sin carga en ese instante y es el valor promedio en las tres fases de alimentación equivalente a 211.8 voltios. Para esa gráfica el punto de referencia en función del tiempo es de 4.5 segundos justo donde se ubica el cursor. En la misma curva se presentan otras perturbaciones que se analizan en detalle en la figuras 61 y 62 respectivamente.

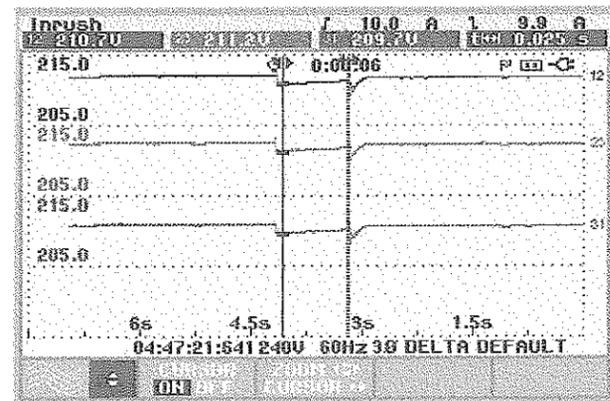
Figura 61. Captura de la medición de la fuente de alimentación cuando el motor esta apagado



En la figura 62 se representa la captura del comportamiento de la curva de operación del voltaje en terminales del motor justo cuando se pone en marcha el mismo, es decir para tiempo igual a cero. El voltaje equivalente promedio capturado en los terminales del motor es de 210.53 voltios, este valor implica una caída de voltaje de 1.26 voltios en el arranque del motor para la conexión estrella.

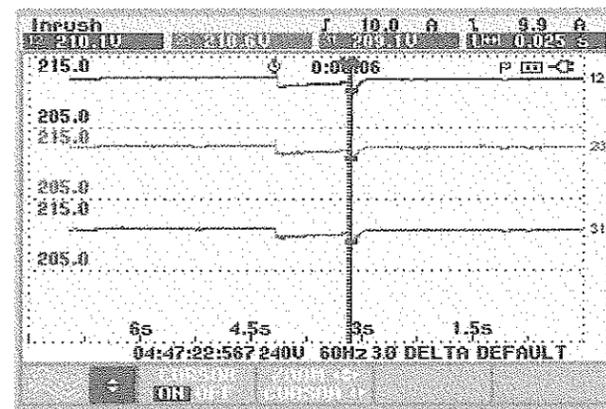
Figura 62 Captura de la medición de la fuente de alimentación el motor arranca en estrella

a)



En la figura 63 se representa la captura del comportamiento de la curva de operación del voltaje en terminales del motor en función del tiempo y este ya con cierta velocidad cercana a la de régimen, para un período de 1.2 segundos después de puesta en marcha, resulta que cuando se da la conmutación de estrella a delta se origina otro pico de corriente, lo cual provoca otra caída de tensión en terminales, lo que implica una nueva magnitud de tensión en terminales del motor equivalente a 210.16 voltios, lo que provocó otra magnitud de caída de tensión de 1.63 voltios, es decir 0.37 voltios más que del inicio.

Figura 63. Captura de la medición de la fuente de alimentación el motor conmuta de estrella a delta

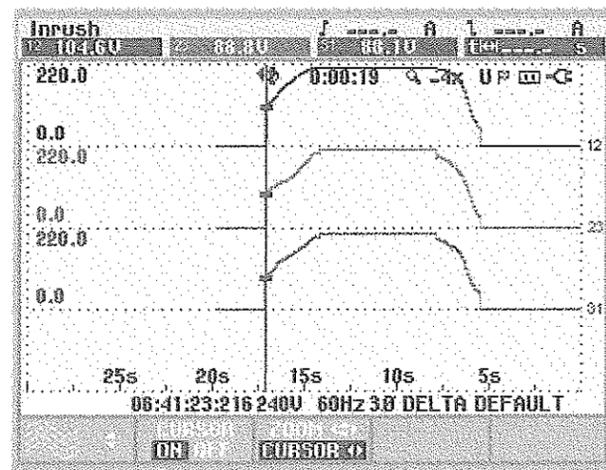


5.1.4 Comportamiento utilizando SCR

En la figura 64 se puede ver la lectura del analizador donde el voltaje de la fuente trifásica suministrado al motor es incrementado en forma progresiva, para este caso la lectura del voltaje inicial suministrado al motor es de 93.83 voltios.

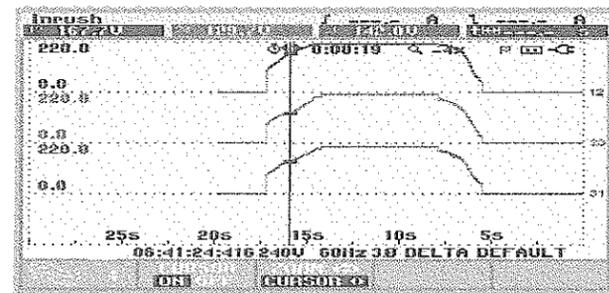
En promedio, la lectura del sistema muestra un voltaje que no es igual en las tres líneas de alimentación del motor para un tiempo igual a cero en donde la curva describe este tiempo equivalente a 17.1 segundos, fue el tiempo total del análisis.

Figura 64. Representación de la captura de la curva de operación de la tensión en función del tiempo con SCR en terminales del motor trifásico con voltaje en terminales del motor justo en el instante de marcha del mismo



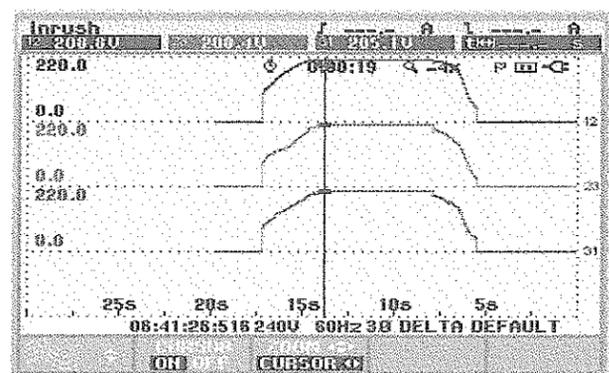
En la figura 65 se muestra la captura de la curva de la tensión en función del tiempo suministrado a los terminales del motor en la cual se observa una rampa progresiva en el aumento del voltaje en terminales del motor ahora con un valor de 146.5 voltios en promedio en tan solo 1.075 segundos después de puesta en marcha del motor.

Figura 65. Representación de la captura de la curva de operación de la tensión en función del tiempo con SCR en terminales del motor trifásico con voltaje en proceso de crecimiento en terminales del motor



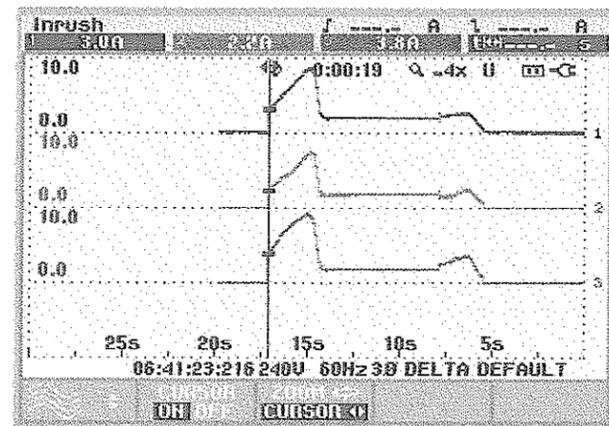
En la figura 66 se muestra la captura de la curva de la tensión en función del tiempo suministrado a los terminales del motor en donde se observa que el voltaje suministrado a los terminales del motor es ya el cien por ciento de la tensión de suministro de la fuente trifásica, el cual nos da una lectura de 207.43 voltios en promedio en un tiempo de 3.14 segundos.

Figura 66. Representación de la captura de la curva de operación de la tensión en función del tiempo con SCR en terminales del motor trifásico al 100% de la tensión en terminales del motor



Esto implica que el voltaje aplicado a los terminales del motor va creciendo en forma progresiva en una rampa de tensión y se logra el máximo voltaje de la red en un tiempo considerablemente muy pequeño en el cual la corriente varía por cada magnitud de cambio de tensión como se muestra en la siguientes figuras. En la figura 67 se representa la captura de la curva de la corriente de arranque en función del tiempo justo para el tiempo igual a cero, el cual muestra un valor promedio de la corriente igual a tres amperios cuando el voltaje promedio en terminales del motor en ese instante también es 93.83 voltios como puede ser comparado en la figura 64.

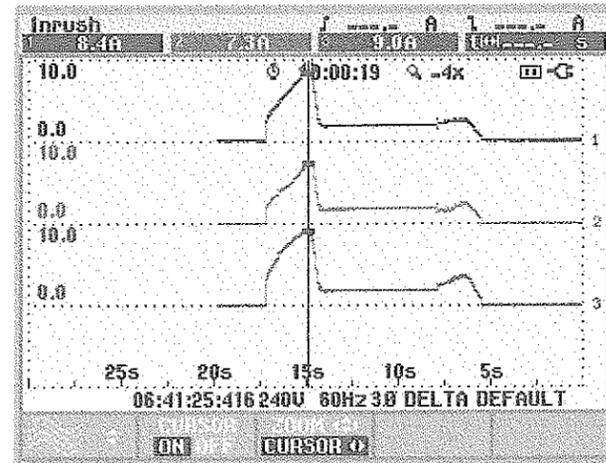
Figura 67. Representación de la captura de la curva de la corriente en el proceso de arranque del motor para el tiempo igual a cero



La figura 68 representa la captura de la curva de operación de la corriente en función del tiempo, para otro tiempo equivalente a 1.1 segundos después de puesta en marcha del motor donde la tensión en terminales del motor presenta una magnitud mayor equivalente a 182.7 voltios.

Para este tiempo de 1.1 segundos después se localiza el pico de corriente máximo alcanzado en el motor con la presencia de tiristores en cada fase del motor equivalente a 8.2 Amperios, con esto notamos que aumentó el voltaje en terminales y también aumentó la corriente hasta su máximo valor.

Figura 68. Representación de la captura de la curva de la corriente en el proceso de arranque del motor y cuando se alcanza la corriente máxima



En las figuras 69 y 70 se representa la captura de la curva de operación de la corriente en función del tiempo para condiciones en donde ya está presente el 100 por ciento de la tensión en terminales del motor con una magnitud promedio equivalente a 207.43 voltios y con la captura de una corriente de 1.8 amperios logrado en un tiempo de 3.14 segundos medido desde la puesta en marcha del motor.

En el tiempo de 9.6 segundos después se empieza a incrementar la carga en el eje del motor y para un tiempo de 10.66 segundos después o de otra forma 1.06 segundos después de incrementada la carga en el eje del motor como se muestra en la curva de la figura 69, donde la corriente incrementa su valor del nominal a 2.8 amperios en promedio y a continuación se apaga el motor y la corriente tiene un descenso a cero amperios en el proceso de apagado.

Figura 69. Representación de la captura de la curva de la corriente en el proceso de arranque del motor al alcanzar la corriente en funcionamiento normal

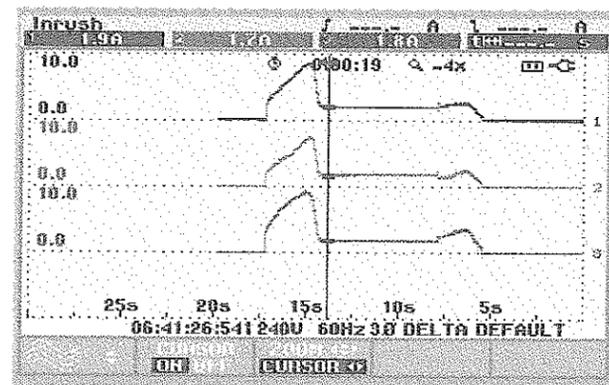
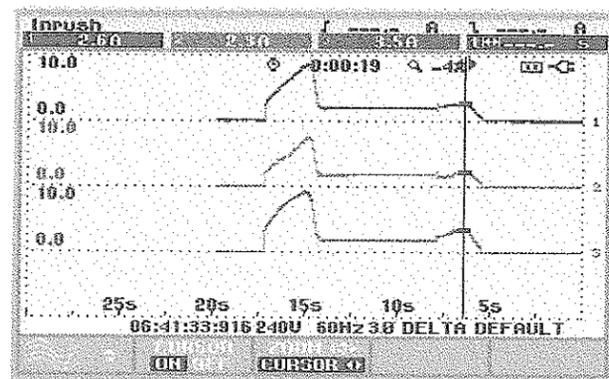


Figura 70. Representación de la captura de la curva de la corriente en el aumento de carga en el eje del motor



5.1.5 Comparación de los arranques SCR versus Y-Δ

Con la captura de las gráficas del inciso anterior de la corriente en función del tiempo y del voltaje también en función del tiempo, tenemos valores precisos de las magnitudes de la corriente y de la tensión capturados en diferentes tiempos dentro del rango del proceso de arranque del motor, en la cual podremos comparar los valores considerados para tiempos similares con el arranque estrella delta.

Tabla II. Datos recabados

Tiempo en segundos	$I_{arranque}$ en conexión Y - Δ	V en bornes del motor para conexión Y - Δ	$I_{arranque}$ en bornes del motor con SCR	V en bornes del motor con SCR
0	3.7	210.53	3	93.83
0.96				
1.1			8.2	182.7
1.2	8.3	210.16		
3.14			1.8	207.43

Previo a realizar las pruebas para el arranque estrella versus delta el voltaje capturado por el analizador de redes fue de 211.8 voltios y durante las pruebas para dos tiempos distintos se presenta una caída de tensión tanto para tiempo igual a cero como para 1.2 segundos después, es evidente que la caída de tensión es mayor para este último tiempo debido a que justo en este instante existe la conmutación de estrella a delta por lo tanto aun estando ya acelerado el motor en la conmutación de la conexión estrella a delta sucede un pico de corriente bastante alto que da como consecuencia la caída de tensión en ese punto, que resulta ligeramente mayor al valor medido para tiempo igual a cero.

5.2 Ahorro de energía en el proceso del arranque

Tomando en cuenta que la corriente de arranque en conexión estrella versus delta para el tiempo igual a cero es de 3.7 amperios, la potencia de arranque entonces es:

$$KWatt_{arranque} = (3)^{1/2}V \cdot I$$

$$KWatt_{arranque} = (3)^{1/2}(210.53) \cdot 3.7$$

$$KWatt_{arranque} = 1.35 \text{ KW}$$

Tomando en cuenta que la corriente de arranque con la presencia de los SCR para el tiempo igual a cero es de 3 amperios, la potencia de arranque entonces es:

$$KWatt_{arranque} = (3)^{1/2}V \cdot I$$

$$KWatt_{arranque} = (3)^{1/2}(93.83) \cdot 3$$

$$KWatt_{arranque} = 0.4876 \text{ KW}$$

$$\text{Ahorro} = KWatt_{arranque \text{ Y-}\Delta} - KWatt_{arranque \text{ con SCR}}$$

$$\text{Ahorro etapa 1} = 1.35 \text{ KW} - 0.4876 \text{ KW}$$

$$\text{Ahorro etapa 1} = 0.86 \text{ KW}$$

Para la segunda etapa en el proceso de arranque resulta que la corriente capturada es de 8.3 amperios para un tiempo de 1.2 segundos después de puesta en marcha el motor que es cuando sucede la conmutación de Y a Δ , la potencia de arranque para este tiempo entonces es:

$$KWatt_{arranque} = (3)^{1/2}V \cdot I$$

$$KWatt_{arranque} = (3)^{1/2}(210.16) \cdot 8.3$$

$$KWatt_{arranque} = 3.021 \text{ KW}$$

Con la presencia de los SCR para la segunda etapa capturada, donde la corriente logra su máxima magnitud que sucede para el tiempo de 1.1 segundos después de puesta en marcha del motor, la potencia de arranque para este tiempo es:

$$KWatt_{\text{arranque}} = (3)^{1/2}V \cdot I$$

$$KWatt_{\text{arranque}} = (3)^{1/2}(182.7) \cdot 8.2$$

$$KWatt_{\text{arranque}} = 2.59 \text{ KW}$$

$$\text{Ahorro} = KWatt_{\text{arranque } Y-\Delta} - KWatt_{\text{arranque con SCR}}$$

$$\text{Ahorro etapa 2} = 3.021 \text{ KW} - 2.59 \text{ KW}$$

$$\text{Ahorro etapa 2} = 0.43 \text{ KW}$$

$$\text{Ahorro total}_{\text{arranque}} = \text{Ahorro etapa 1} + \text{Ahorro etapa 2}$$

$$\text{Ahorro total}_{\text{arranque}} = 0.86 \text{ KW} + 0.43 \text{ KW}$$

$$\text{Ahorro total}_{\text{arranque}} = 1.29 \text{ KW}$$

Entonces, en cada proceso de arranque del motor o cada vez que se ponga en marcha, con el arranque electrónico se ahorra 1.29 KW de potencia para un motor de 0.37 KWatts, si el motor fuera mucho mas grande el ahorro de potencia seria muy significativo. Si deseamos comparar estos resultados en función de energía considerando el tiempo que llevó el proceso de arranque en el ahorro total de potencia en virtud de poderlo cuantificar se tiene que:

$$\text{Ahorro total}_{\text{arranque}} = 1.29 \text{ KW}$$

$$\text{Tiempo total}_{\text{arranque}} = 1.15 \text{ segundos} = 0.000319 \text{ Hrs}$$

$$\text{Energía}_{\text{arranque}} = (\text{Ahorro total}_{\text{arranque}}) \cdot (\text{Tiempo total}_{\text{arranque}})$$

$$\text{Energía}_{\text{arranque}} = (1.29) \cdot (0.000319)$$

$$\text{Energía}_{\text{arranque}} = 0.0004115 \text{ KW-H}$$

Si el costo de un KW-H es de Q 0.9726 quetzales, entonces el costo total en el proceso de arranque para un arranque con potencia de 0.37KW es entonces de:

$$\text{Costo} = (\text{KW-H}) * \left(\frac{\text{Q}}{\text{KW-H}} \right)$$

$$\text{Costo} = 0.0004115 * 0.9726$$

$$\text{Costo} = \text{Q } 0.0004 \quad (\text{sin IVA})$$

$$\text{Costo} = \text{Q } 0.000448 \quad (\text{con IVA})$$

Este último costo es el que se ahorra en cada arranque que se efectúe para el motor de 0.37 KW, es evidente que para motores de potencias grandes el valor del costo por cada maniobra que se realice al motor resultaría ser muy significativo. El ahorro del costo en quetzales para llevar a cabo el arranque del motor, para este caso es un indicador que se nota a largo plazo.

Si lo calculamos para un año contabilizando 40 maniobras de arranque en promedio cada día y considerando que el costo en quetzales de 1 KW-H es el mismo. Analizándolo primeramente con el arranque Y- Δ :

$$\text{KW}_{\text{arranque Y- } \Delta \text{ total}} = 4.37 \text{ KW}$$

$$\text{Maniobras Año} = 40 * 365 \text{ días} = 14600 \text{ maniobras/año}$$

$$\text{Tiempo total}_{\text{arranque}} = 4.66 \text{ Hrs}$$

$$\text{Energía}_{\text{arranque Y- } \Delta} = (\text{KW}_{\text{arranque Y- } \Delta \text{ total}}) * (\text{Tiempo total}_{\text{arranque}})$$

$$\text{Energía}_{\text{arranque Y- } \Delta} = (4.37) * (4.66)$$

$$\text{Energía}_{\text{arranque Y- } \Delta} = 20.37 \text{ KW-H}$$

$$\text{Costo} = (\text{KW-H}) * \left(\frac{\text{Q}}{\text{KW-H}} \right)$$

$$\text{Costo} = 20.37 * 0.9726$$

$$\text{Costo} = \text{Q } 19.81 \quad (\text{sin IVA})$$

$$\text{Costo} = \text{Q } 22.18 \quad (\text{con IVA})$$

Análisis del arranque del motor con la presencia de los SCR para un año contabilizando 40 maniobras en promedio:

$$KW_{\text{arranque SCR total}} = 3.08 \text{ KW}$$

$$\text{Maniobras Año} = 40 * 365 \text{ días} = 14600 \text{ maniobras/año}$$

$$\text{Tiempo total arranque} = 4.66 \text{ Hrs}$$

$$\text{Energía arranque SCR} = (KW_{\text{arranque SCR total}}) * (\text{Tiempo total arranque})$$

$$\text{Energía arranque SCR} = (3.07) * (4.66)$$

$$\text{Energía arranque SCR} = 14.34 \text{ KW-H}$$

$$\text{Costo} = (\text{KW-H}) * \left(\frac{Q}{\text{KW-H}} \right)$$

$$\text{Costo} = 14.34 * 0.9726$$

$$\text{Costo} = Q 13.94 \quad (\text{sin IVA})$$

$$\text{Costo} = Q 15.62 \quad (\text{con IVA})$$

$$\text{Ahorro Costo} = \text{Costo}_{Y-\Delta} - \text{Costo}_{\text{SCR}}$$

$$\text{Ahorro Costo} = Q 22.18 - Q 15.62$$

$$\text{Ahorro Costo} = Q 6.56$$

Para 40 maniobras de arranque contabilizadas en promedio en un año para el motor de 0.37 KW se calcula que el ahorro dinero es de Q 6.56 quetzales, lo que resulta muy significativo para motores industriales.

CONCLUSIONES

1. Existen diferentes técnicas de arranque para poner en marcha un motor de inducción y todas son a tensión reducida en este proceso, en la cual en cada caso la tensión va creciendo en forma progresiva en los terminales del motor conforme este se va acelerando hasta alcanzar la velocidad de régimen.
2. Estas técnicas presentan ventajas y desventajas en forma distinta principalmente en el arranque de un motor, pero en la mayoría de los casos las desventajas superan a las ventajas por las evidentes pérdidas de energía que se dan en dicho proceso. El arranque de un motor con la presencia de tiristores reduce notablemente las constantes pérdidas de energía que se dan con otro tipo de arranque, ya que brinda el beneficio de controlar la cantidad de voltaje aplicado al motor en función del tiempo, por lo que también se puede controlar la corriente y el par en el proceso de arranque.
3. Después de analizar los diferentes métodos de arranque de motores, considerando sus ventajas y desventajas, se concluye que el método que brinda un mayor rendimiento y control es el arranque con la presencia de tiristores, debido a que este nos permite modificar el nivel del voltaje aplicado durante el arranque como se desee, cosa que no se puede lograr con otra técnica de arranque.

4. Debido al cambio o manipulación de la onda senoidal de la red de alimentación, en el proceso de arranque del motor, se tienden a originar quintas o séptimas armónicas por el tiristor, estas duran el tiempo que tardaría en llevar el motor a su velocidad nominal. Se considera que es un tiempo despreciable, la presencia de dichas ondas en la red, ya que un armónico se define como un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

5. Si no existe una técnica de controlar estos armónicos y el tiempo de arranque usado para el motor es mayor entonces se deben redimensionar los bancos de capacitares, si es que existen en la red, para cambiar el punto de resonancia a otra frecuencia. En todo caso, se usa un método de filtración que es comúnmente usado para limitar los efectos que los armónicos presentan al resto del sistema.

6. Los filtros básicamente consisten en circuitos serie L - C sintonizados y son dimensionados para dejar filtrar la corriente efectiva así como los valores de corriente de los armónicos. La reactancia serie inductiva se resta con respecto a la capacitiva en lugar de sumarse, en otras palabras se suman pero tienen signos opuestos. La impedancia inductiva sirve de barrera contra las perturbaciones y la impedancia capacitiva canaliza las perturbaciones. La principal función de los filtros es dejar pasar las señales útiles y eliminar las partes no deseadas de las señales transmitidas. Los filtros antiarmónicos protegen la red de alimentación de las perturbaciones generadas por el equipo alimentado y así evitar inestabilidad en la red eléctrica.

RECOMENDACIONES

1. Desde tiempos remotos se han buscado técnicas para poder poner en marcha un motor sin mayores dificultades, enfocado principalmente en el costo que se origina al arrancar un motor. Este costo esta íntimamente ligado en la corriente de arranque y el par elevado del motor. Los arranques clásicos colaboran en cierta forma en el control de la corriente y el par de arranque de los motores, pero existen aún infinidad de pérdidas de energía en estos procesos, con lo cual se siguen teniendo grandes costos al arrancar un motor.
2. Se sugiere al personal que se desarrolla en el campo industrial de las instalaciones de los diferentes arranques clásicos para motores trifásicos de inducción con rotor jaula de ardilla, que conlleven en si, el objetivo de reducir la corriente de arranque y el par también en el proceso de arranque de los motores de diferente potencia y principalmente de potencias elevadas, que forman parte del área industrial, que implementen el método de arranque de motores con el uso de tiristores, ya que es un método de arranque que ofrece muchas ventajas sobre los arrancadores clásicos, lo que implica un ahorro de energía mayor que en uno convencional y como consecuencia, también se ahorra costos en cada maniobra de arranque que se realice al motor.

3. El ahorro de dinero que se logra considerando que el motor se arranca un total 40 maniobras cada día en un tiempo de año contabilizado, tomando en cuenta que la potencia del motor es de 0.37 KW, es un total de Q 6.56 quetzales, lo que es un dato muy significativo para un motor de una potencia tan pequeña.

Debido a que los tiristores originan armónicos en las maniobras de arranque, es necesario usar un método de filtrado para contrarrestar este efecto, comúnmente es recomendado el filtro de entrada serie L – C antiarmónico RFI (radio perturbaciones conducidas) los cuales ofrecen protección a la red de alimentación de las perturbaciones originadas por el dispositivo alimentado.

BIBLIOGRAFÍA

1. A.E. Fitzgerald. Máquinas eléctricas. 5ta.edición.
2. Donald G. Fink. Manual del ingeniero electricista.
3. J. Chapman. Máquinas eléctricas. 2da. edición.
4. Bases para un arrancador electrónico (Siemens).
5. Domínguez Sánchez, Gabriel. Modelado de arranque de motores trifásicos usando Matlab.
6. Arrivillaga, Byron Odilio. Electrónica de potencia.Trabajo de graduación de Mecánica Eléctrica. Universidad de San de Carlos de Guatemala. Facultad de Ingeniería.
7. Coguedic, Marc. Circuitos integrados para tiristores. Ed. Alfa Omega: 2000.

ANEXO

Si se tiene claro el principio de funcionamiento del motor asincrónico, el único problema que se pone es el de encontrar la correcta disposición de las bobinas (embobinados) dentro del estator, para que éstas generen el Campo Magnético Giratorio.

Si se tienen tres bobinas, alimentadas por una línea trifásica producen un campo magnético giratorio de dos polos (sea similar a lo generado por la rotación de dos polos de un imán) si sus ejes están dispuestos a 120° uno de otro, en la siguiente figura se representa solo una espira de cada uno de los devanados R, S, T.

Figura 71. Representación de tres devanados desfasados 120 grados eléctricos entre ellos en el estator

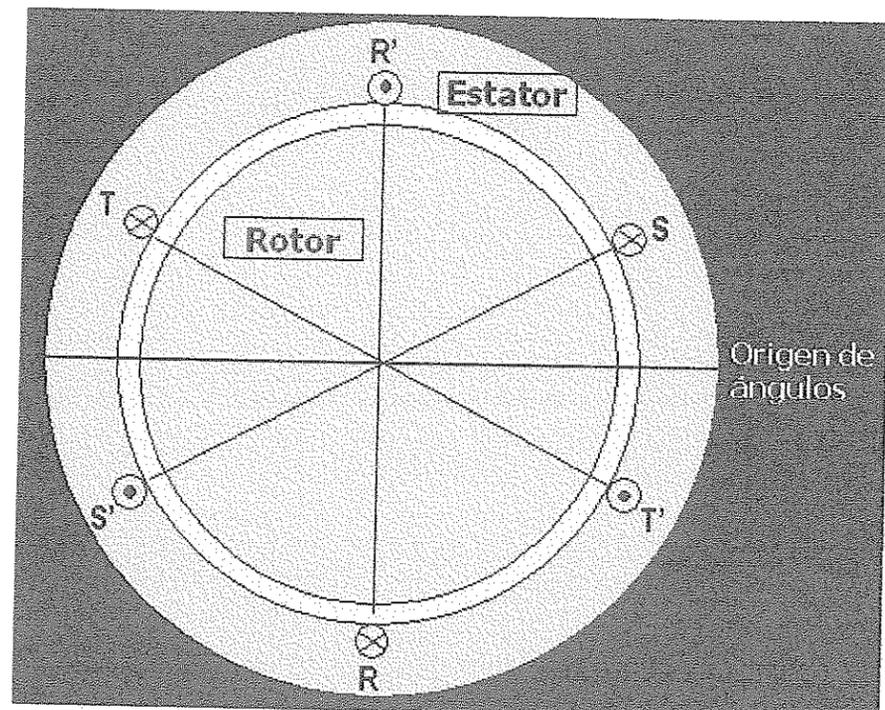
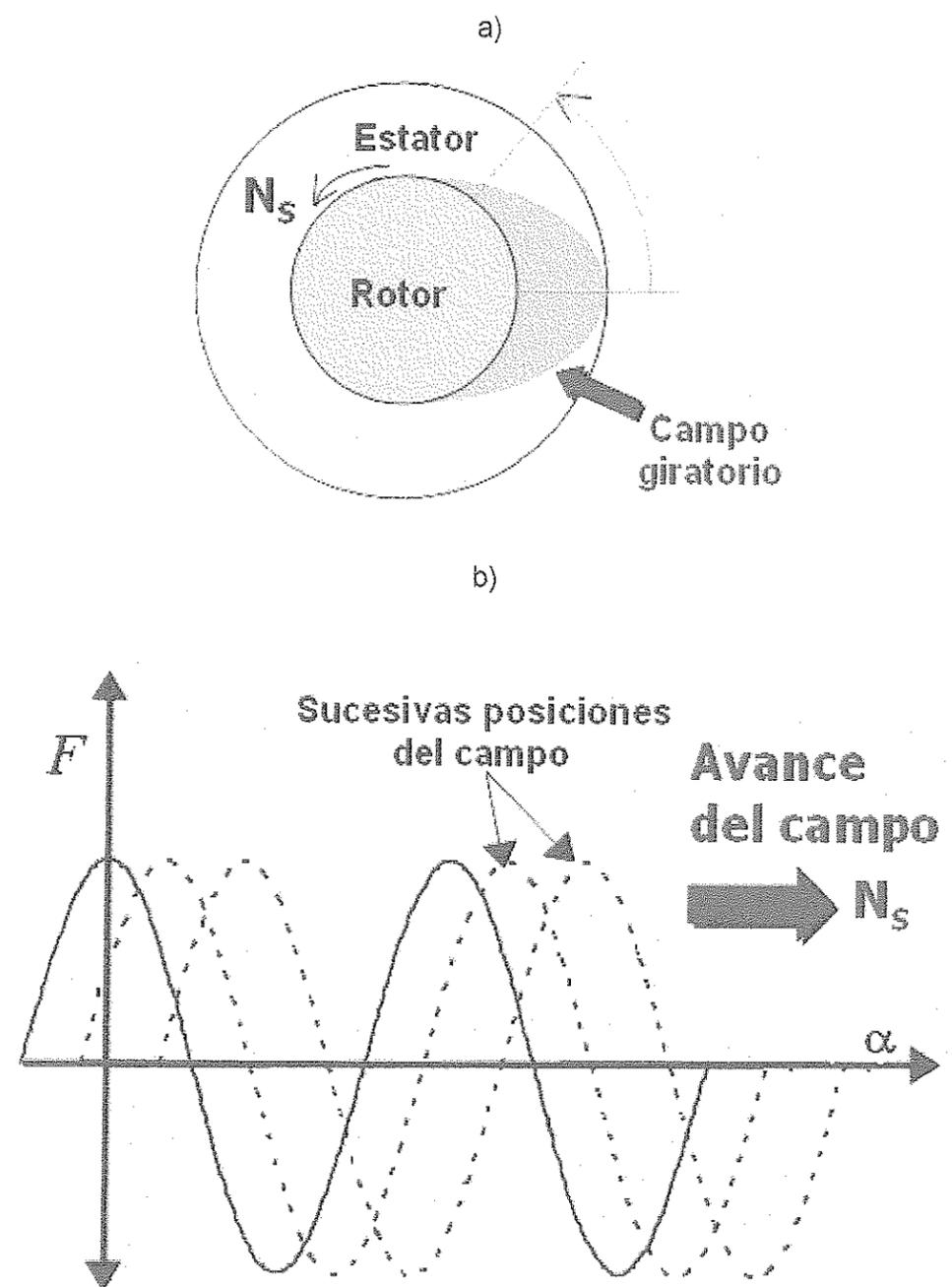


Figura 72. a) Representación de los campos giratorios y los ejes magnéticos del estator respecto del rotor b) posiciones de las ondas del campo giratorio



La figura 71 muestra el campo magnético giratorio para un motor trifásico de dos polos representando una espira de cada uno de los tres devanados. Dichos polos magnéticos completan una rotación mecánica alrededor de la superficie del estator para cada ciclo eléctrico de la corriente aplicada. Así que la velocidad mecánica de rotación del campo en revoluciones por segundo es igual a la velocidad del campo giratorio con lo que se tiene (1.12).

$$W_s = W_m \quad (1.12)$$

$$2 \pi f_e = 2 \pi f_m \quad (1.13)$$

De donde se obtiene que:

$$f_e = f_m \quad (1.14)$$

f_e = frecuencia del estator

f_m = frecuencia mecánica

Un motor trifásico de dos polos se comprende de tres bobinas separadas 120° eléctricos una respecto de otra, una para cada fase y un motor de cuatro polos requiere del doble de bobinas que para uno de dos con lo que se obtiene un total de seis bobinas.

Para el motor de dos polos, los 360° eléctricos son divididos proporcionalmente según el número de devanados, dado que son tres nos dio un desplazamiento angular en el estator de 120° eléctricos en la distribución de los devanados y para un motor de cuatro polos resulta que los seis devanados deberán distribuirse en el mismo estator (dos devanados por fase), lo que reduce el espacio de grados eléctricos para cada devanado, y prácticamente es la mitad de lo que ocupa un devanado para dos polos, con lo que obtenemos 60° eléctricos ocupados por cada devanado para el motor de cuatro polos como se muestra en la siguiente ecuación (1.15).

$$\alpha = \frac{120^\circ}{A} \quad (1.15)$$

Donde:

A = número de pares de polos

Entonces en un motor de dos polos el campo dará una revolución completa por cada ciclo y como un ciclo eléctrico tiene 360 eléctricos (1.16).

$$\theta_e = \theta_m \quad (1.16)$$

Conforme el número de polos de un motor va aumentando, los grados mecánicos van disminuyendo lo que implica que los grados mecánicos son inversamente proporcionales al número de polos de un motor (1.17).

$$\theta_m = \frac{2}{P} \theta_e \quad (1.17)$$

El número dos se origina dado que en una revolución completa existen P/2 ciclos del campo magnético giratorio.

Por ejemplo, si el motor es de cuatro polos el cociente de la fórmula 1.17 nos indica que son dos ciclos del campo giratorio por revolución completa y si el motor es de seis polos habrán tres ciclos por revolución, finalmente si es de dos polos, entonces un ciclo recorrerá el campo giratorio en una revolución completa del motor.