



FACULTAD DE INGENIERÍA

**Control Electrónico de Motores de
Corriente Directa**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Ingeniero Mecánico Electricista

DEMIAN REBOLLO VON DUBEN

Director de Tesis: Ing. Arturo Peón Zapata

México, D.F., 1991.



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Contenido:

1. INTRODUCCIÓN	7
1.1. Justificación de la Tesis.	7
1.1.1. Elección del tema.	7
1.1.2. Objetivo.	7
1.1.3. Hilo conductor de la tesis.	7
1.1.4. Posible utilización de los sistemas propuestos.	7
1.2. Reseña Histórica.	8
1.2.1. Desarrollo de los motores y generadores eléctricos.	8
1.2.2. Utilización de los relevadores.	8
1.2.3. Locomotoras.	8
1.2.4. Variación proporcional de voltaje/velocidad.	9
1.2.5. Sistema Ward-Leonard (M-G).	9
1.2.6. Retroalimentación.	10
1.2.7. Repercusiones económicas del uso del control.	10
1.2.8. Segunda Guerra Mundial.	10
1.2.9. Amplificadores magnéticos.	11
1.2.10. Desarrollo de bulbos como elementos de control (Thyratron).	11
1.2.11. Desarrollo de transistores como elementos de control.	12
1.2.12. Desarrollo de tiristores como elementos de control.	12
1.3. Aplicaciones actuales.	13
1.3.1. Transporte	13
1.3.2. Elevadores y transportadores.	13
1.3.3. Máquinas herramientas.	14
1.4. Futuro.	14
1.4.1. Otros semiconductores de control de potencia.	14
1.4.2. Desarrollo de TBJs de potencia.	14
1.4.3. Microcomputadoras en un solo chip.	15
1.4.4. Aplicación de sistemas expertos a control.	15

1.5. Bibliografía.	16
2. CARGA, MOTOR LINEAL Y MÁQUINA DE INDUCCIÓN	17
2.1. Sistema de elevador.	17
2.1.1. Consideraciones de la carga.	17
2.1.2. Velocidad y aceleración	17
2.1.3. Análisis mecánico.	18
2.2. Motor lineal	19
2.2.1. Velocidad de estado estable sin carga.	19
2.2.2. Máquina homopolar	20
2.3. Simulación del motor lineal.	21
2.3.1. Método de Euler para integración numérica	21
2.3.2. Análisis electromecánico	21
2.4. Máquina de Corriente Alterna.	23
2.4.1. Principio de operación.	23
2.4.2. Característica de par-velocidad.	23
2.4.3. Simulación de un sistema de elevador con un motor de inducción.	24
2.5. Bibliografía.	28
3. MÁQUINA DE CORRIENTE DIRECTA	29
<i>Constitución de la máquina primitiva.</i>	<i>29</i>
3.1. Ecuaciones de la máquina primitiva.	31
3.1.1. Sentidos de referencia.	31
3.1.2. Ecuaciones de equilibrio eléctrico.	31
<i>Efecto de transformador.</i>	<i>31</i>
<i>Efecto de cuadratura.</i>	<i>32</i>
<i>Devanado directo del estator.</i>	<i>33</i>
<i>Devanado de cuadratura del estator.</i>	<i>33</i>
<i>Devanado de cuadratura del rotor.</i>	<i>33</i>
<i>Devanado directo del rotor.</i>	<i>33</i>
3.1.3. Ecuaciones de equilibrio mecánico.	34
<i>Producción de par.</i>	<i>34</i>
<i>Par eléctrico.</i>	<i>36</i>
3.1.4. Ecuaciones generales de la máquina primitiva.	37
3.2. Ecuaciones de la máquina de corriente directa.	38
<i>Funcionamiento del conmutador</i>	<i>38</i>
3.2.1. Máquina con dos devanados y conmutador.	38
3.2.2. Generador de corriente directa.	40
<i>Funcionamiento en estado permanente de un generador</i>	<i>40</i>

<i>Funcionamiento en estado transitorio de un generador</i>	41
3.2.3. Motor de corriente directa.	43
<i>Funcionamiento en estado permanente de un motor</i>	43
<i>Control de Inducido o de armadura.</i>	44
<i>Sistema Ward-Leonard</i>	44
<i>Control de inductor o de campo.</i>	44
<i>Funcionamiento en estado transitorio de un motor</i>	46
3.2.4. Simulación de un Motor de Corriente Directa.	49
3.2.5. Datos de motores.	51
3.2.6. Respuesta en frecuencia de un motor de cd.	51
3.3. Bibliografía.	56
4. Puentes de Tiristores	57
4.1. Puentes monofásicos de onda completa.	57
4.1.1. Parámetros del circuito.	57
4.1.2. Modos de operación.	58
4.1.3. Carga RL con fuerza electromotriz.	58
4.1.4. Parámetros de eficiencia.	60
<i>Parámetros del motor de cd</i>	61
<i>Parámetros de la fuente de ca</i>	61
4.1.5. Cuatro esquemas comunes de puentes monofásicos.	62
<i>Operación como inversor.</i>	63
4.1.6. Comparación: semiconvertidor vs convertidor completo.	64
4.1.7. Control cosenoidal para puentes monofásicos.	64
<i>Control de fase</i>	65
<i>Control cosenoidal del ángulo de disparo</i>	65
4.1.8. Simulación de un semiconvertidor monofásico con control cosenoidal.	67
4.1.9. Simulación de un convertidor monofásico completo con control cosenoidal.	69
4.1.10. Simulación de un convertidor completo monofásico con inductancia de conmutación.	70
4.2. Puentes trifásicos.	73
4.2.1. Semiconvertidor.	74
4.2.2. Convertidor completo.	75
4.2.3. Control cosenoidal trifásico.	77
4.2.4. Simulación de un semiconvertidor trifásico con control cosenoidal.	77
4.2.5. Simulación de un convertidor completo trifásico con inductancia de conmutación.	79
4.3. Choppers.	82
4.3.1. Principios básicos.	82
4.3.2. Esquema para bajar voltaje ($E_o < E$).	83
4.3.3. Esquema para subir voltaje ($E_o > E$).	83
4.3.4. Formas de conmutación.	83
<i>Conmutación forzada.</i>	83
<i>Conmutación por carga.</i>	84
4.3.5. Simulación.	84

4.4. Bibliografía.	86
5. CONTROL ANALÓGICO.	87
5.1. Convertidores con motores de cd con excitación independiente.	87
5.1.1. Función de transferencia del motor de cd.	87
5.2. Control de velocidad de lazo cerrado.	90
5.2.1. Control proporcional de velocidad.	90
5.3. Control de corriente.	91
5.3.1. Control proporcional (P) de corriente.	92
5.3.2. Control PI de corriente.	95
5.4. Perturbación en el par de carga.	96
5.4.1. Control P del par de carga.	96
5.4.2. Control PI del par de carga.	99
5.4.3. Limitación de corriente.	99
5.5. Simulación.	100
5.6. Bibliografía.	102
Conclusiones.	103
A. MOTOR LINEAL DE INDUCCIÓN.	105
A.1. Campos magnéticos móviles.	105
A.2. Secuencia de fase.	105
A.3. Motor lineal de inducción.	105
A.4. Fuerzas magnéticas y electromagnéticas.	106
A.5. Aplicaciones de los motores lineales.	107
A. 6. Bibliografía.	108
B. TRENES DE ENGRANAJES.	109
B.1. Reductor de velocidad.	109
B.2. Trenes de engranajes no ideales.	109
B.3. Ecuaciones en el dominio del tiempo.	110
B. 4. Bibliografía.	110

C. TUTSIM: SIMULADOR DE COMPUTADORA ANALÓGICA	111
C.1. Breve descripción.	111
C.1.1. Lenguaje de bloques y modelos.	111
C.1.2. Bloques de graficación.	111
C.2. Configuración.	112
C.2.1. Requerimientos de hardware y software.	112
C.3. Comandos básicos.	112
C.3.1. Entrada/Edición.	112
<i>Comandos de cambio</i>	112
C.3.2. Corrida	112
<i>Comandos de comienzo de la simulación</i>	112
<i>Comandos de continuación de la simulación</i>	113
<i>Comandos de listado</i>	113
<i>Comandos de información</i>	113
<i>Comandos de archivos</i>	113
C.3.3. Visualización.	113
<i>Comandos gráficos</i>	113
C.3.4. Impresión.	113
C.4. Sintaxis de los bloques usados en las simulaciones.	114
C.4.1. AND	114
C.4.2. ATT	114
C.4.3. CON	115
C.4.4. COS	115
C.4.5. FIX	115
C.4.6. GAI	115
C.4.7. IFE	116
C.4.8. INT	116
C.4.9. INV	116
C.4.10. LIM	117
C.4.11. MUL	117
C.4.12. NAN	117
C.4.13. ORR	117
C.4.14. PID	118
C.4.15. PLS	118
C.4.16. REL	118
C.4.17. SIN	119
C.4.18. SRS	119
C.4.19. SUM	119
C.4.20. TIM	120
C.5. Problemas Frecuentes y Consejos de Ayuda.	120
C.5.1. No despliega gráficas.	120
C.5.2. No guarda el archivo del modelo.	120

C.5.3. Las gráficas se disparan o no son estables como deberían.	120
C.5.4. La simulación es muy lenta.	120
C.5.5. No se sabe si está o no corriendo la simulación.	121
C.5.6. El comando MR solo funciona una vez.	121
C.5.7. Es difícil seguir un orden para numerar los bloques.	121
C.5.8. El espacio de comentarios de los bloques no es suficiente.	121
C.6. Bibliografía	122

D. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE UN MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA.

123

D.1. Modelos lineales de motores de cd.	123
D.1.1. Modelo 4 (de Primer Orden, despreciando la Autoinductancia del Rotor de Cuadratura)	124
D.1.2. Modelo 8 (de Segundo Orden, incluyendo todos los parámetros).	124
D.2. Determinación del modelo.	125
D.2.1. Modelo 1.	127
D.2.2. Modelo 2.	127
D.2.3. Modelo 3.	127
D.2.4. Modelo 4.	127
D.2.5. Modelo 5.	127
D.2.6. Modelo 6.	127
D.2.7. Modelo 7.	128
D.2.8. Modelo 8.	128
D.3. Determinación de constantes y parámetros.	128
D.3.1. Modelo 4.	128
D.3.2. Modelo 8.	129
D.4. Resultados experimentales.	131
D.4.1. Procedimiento.	131
D.5. Nomenclatura.	133
D.6. Bibliografía.	134

E. LISTADOS DE LAS SIMULACIONES.

135

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Justificación de la Tesis.

1.1.1. Elección del tema.

Nos dimos cuenta en nuestros años de estudio que un área poco tratada, era la referente a la aplicación real de controladores de motores de corriente directa basados en tiristores y computadoras. Lo anterior implica la interrelación entre los sistemas digitales y los de potencia. Es por eso que nos atrajo la idea de conocer más a fondo este tópico.

1.1.2. Objetivo.

Comprobar las características mecánicas y eléctricas teóricas que se obtienen mediante simulaciones asistidas por computadora de controles de motores de corriente directa

1.1.3. Hilo conductor de la tesis.

A manera de introducción presentamos una breve reseña histórica, donde se relata el desarrollo de los diferentes tipos de controladores en el transcurso del tiempo, así como las aplicaciones que existen en nuestros días en diferentes áreas de actividad humana; por último, las perspectivas que se vislumbran para estos dispositivos en el futuro.

En seguida se presenta un breve análisis de las relaciones existentes entre un motor lineal y su carga, así como la primera simulación, que es del motor lineal en sí. El tema subsecuente es el de motores de corriente directa, en el que se discuten las peculiaridades de un sistema de elevador con trenes de engranajes para reducir la velocidad. De igual manera se presenta el modelo del motor de cd que se usará a lo largo de la exposición de esta tesis, que es el de la máquina primitiva.

Como el medio disponible más frecuentemente usado de energía es de corriente alterna y el sistema a controlar es de corriente directa, es necesario hacer un estudio del dispositivo que realiza la transformación requerida, que en nuestro caso son los puentes de tiristores, lo cual se lleva a cabo en el siguiente tema, con las simulaciones de puentes monofásicos y trifásicos.

A continuación se tiene tanto la discusión sobre diferentes tipos de controles analógicos y sus efectos al ser conectados a un motor, via puente de tiristores, así como la simulación del controlador más complejo presentado en este capítulo.

Como último tema, se emiten las conclusiones y opiniones personales de esta tesis y del objetivo planteado originalmente.

1.1.4. Posible utilización de los sistemas propuestos.

A manera de prácticas de un probable laboratorio de electrónica de potencia, para comprender y/o reafirmar los conocimientos adquiridos sobre motores de corriente directa o para una o más prácticas de laboratorio de control, o también para impulsar el interés en esta clase de sistemas, podrían usarse los temas expuestos para dar un poco más de tangibilidad, de factibilidad al hecho de que en la industria es un problema real el realizar la interfaz entre electrónica de señal pequeña o electrónica digital y electrónica de potencia, temas que con frecuencia son estudiados a fondo por separado, pero raras veces en conjunto. Además, como comprobación para experimentos propios del lector modificando los parámetros de las simulaciones presentadas en este trabajo.

1.2. Reseña Histórica.

1.2.1. Desarrollo de los motores y generadores eléctricos.

Los principios básicos sobre los cuales las máquinas eléctricas como motores, generadores y transformadores, gracias a las pequeñas pero significativas contribuciones que se hicieron desde Tales de Mileto en el siglo VI a.C., hasta los experimentos del físico danés Hans Christian Ørsted (1770-1851) y otros grandes científicos, fueron descubiertos por Michael Faraday (1791-1867) durante la primera mitad del siglo XIX. Faraday descubrió que si una pieza de material conductor, tal como un alambre de cobre, se movía en un campo magnético, una corriente eléctrica fluiría en tal conductor. Además, si la corriente pasaba a través de una pieza de alambre de cobre, la cual estaba en un campo magnético, las fuerzas involucradas harían que el alambre se moviese. Estos dos descubrimientos condujeron al desarrollo de dinamos y motores. Faraday encontró también que si una corriente cambiante se hacía pasar a través de un embobinado de alambre, una corriente cambiante similar sería inducida a fluir en un segundo embobinado colocado cerca del primero. Esto fué la base del transformador.

1.2.2. Utilización de los relevadores.

Al empezar a ocupar máquinas eléctricas para automatizar las industrias de manera más eficiente que las máquinas de combustión o las de vapor, surgió otro problema: el de cómo controlar a tales dispositivos. Se sabía que energizando o desenergizando a una máquina eléctrica se obtenía variación en la velocidad. Aunque sólo se tenían dos estados posibles, con o sin energía, se fueron creando dispositivos que combinados con reóstatos y resistencias permitían un mayor y más seguro control, que son los relevadores.

Cuando se utilizan motores eléctricos para hacer que una máquina opere, hay un cierto número de factores que deben ser contemplados para lograr el control de tales motores.

Existen diversos tipos de relevadores que permiten realizar las funciones de controladores y también de protectores de un motor. Tal es el caso de los relevadores de protección contra fallas, los cuales operan cuando se da una situación anómala en

alguno de los devanados del motor, debiendo soportar una magnitud calculada de los parámetros eléctricos propios de la máquina y que entran en acción al ser sobrepasado alguno de dichos parámetros.

Hay también relevadores llamados economizadores, los cuales se utilizan cuando el motor no está trabajando, aunque sí está energizado. Funcionan agregando una resistencia en serie a los devanados para evitar un flujo grande de energía y por tanto sobrecalentamiento en el motor.

En situaciones en las que es preciso frenar rápidamente a un motor, se utilizan relevadores inversores, los cuales cambian de polaridad alguno de los devanados del motor consiguiendo así que el motor trate de girar en sentido contrario y frene, o tal vez hasta se detenga y comience a girar realmente en reversa.

Otra de las muchas clases de relevadores es la de los relevadores de aceleración. Son usados para obtener par máximo o aceleración máxima en un motor.

La combinación de varios tipos de relevadores y reóstatos resulta en una mejora considerable del control de las máquinas eléctricas. Pero los relevadores tienen el problema de que al conectar y desconectar energía se producen chispas y arcos eléctricos no deseados que deterioran a los propios relevadores, crean situaciones de transitorios y además su respuesta no llega a ser tan rápida pues están compuestos de partes mecánicas, las cuales también tienen desgaste por fricción, etcétera.

1.2.3. Locomotoras.

Como medio alterno a los motores de vapor o a los motores diesel, se pensó en utilizar energía eléctrica como base motora para la tracción de locomotoras.

La primera locomotora eléctrica era alimentada por baterías, pero las locomotoras modernas toman el fluido eléctrico de líneas tendidas sobre ellas, de un tercer riel, o de dos rieles más aparte de los de tracción, o sea cuatro rieles, dos de energización y dos de tracción motora. Las transmisiones y los motores modernos son lo suficientemente pequeños como para darles cabida en la parte baja

del cuerpo de la locomotora, en vez de colocarlos en niveles superiores, como se hacía en los diseños viejos. Las locomotoras eléctricas tienen una razón potencia-peso muy elevada pues no requieren generar su propia potencia ni transportar combustible.

1.2.4. Variación proporcional de voltaje/velocidad.

La velocidad de rotación de un motor de corriente directa depende principalmente de las corrientes del motor. Si se desea variar la velocidad, es necesario variar la corriente que circula por el devanado de armadura, teniendo que la forma más sencilla de conseguirlo es variando el voltaje de alimentación, esto es, se tiene una velocidad en función del voltaje aplicado. De aquí que sea importante el que se pueda controlar maquinaria de gran potencia con solo girar una perilla.

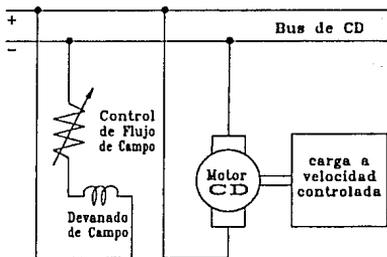
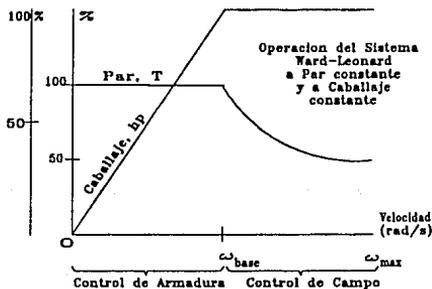


Diagrama Esquemático del Control de Velocidad Clásico

1.2.5. Sistema Ward-Leonard (M-G).

El desarrollo del sistema Ward-Leonard, el cual se introdujo en la última década del siglo XIX, fué un paso importante en la evolución de los controles de corriente directa. El sistema utiliza un conjunto de motor-generador (M-G) para energizar el motor controlador de corriente directa. El motor del conjunto M-G gira a velocidad constante. Mediante la variación de la excitación del campo del generador se cambia el voltaje de generador, el cual a su vez puede proveer control continuo de velocidad en un amplio rango. En este método de

control de velocidad mediante el control de voltaje de armadura, el flujo de campo del motor controlador se mantiene constante. En el modo de caballaje constante, el voltaje de armadura es mantenido constante en el valor especificado y la corriente de campo es la que se controla. Este sistema fué el primero en producir exitosamente un incremento en la eficiencia en términos de un mayor rango de velocidad, conmutación mejorada y un control preciso de velocidad.



Mientras tanto, el desarrollo de los sistemas de corriente alterna para generación, transmisión y distribución continuó. Los motores de corriente alterna se desarrollaron y se volvieron atractivos debido a su simplicidad y robustez. En las plantas en expansión, sistemas de distribución de corriente alterna eran instalados cuando excedían la capacidad de corriente directa, y los motores de corriente alterna se utilizaron para sistemas controladores de velocidad constante. En las nuevas plantas, solo se instaló distribución de corriente alterna. Aún en las viejas plantas, la distribución de corriente directa fué reemplazada por sistemas de corriente alterna. Las máquinas que requerían controladores de velocidad variable utilizaban el sistema Ward-Leonard M-G con un motor de corriente alterna y un generador de corriente directa.

Inicialmente el sistema Ward-Leonard estaba disponible en componentes discretos que se montaban e interconectaban en la planta. En los primeros años de la década de los cuarentas se introdujo el sistema Ward-Leonard. El conjunto M-G, los reguladores y los controles estaban montados y alambrados en un gabinete común para proporcionar un sistema controlador preensamblado. El sistema Ward-Leonard cuenta con las siguientes ventajas:

1. Es posible obtener máxima velocidad marcha adelante y marcha atrás.

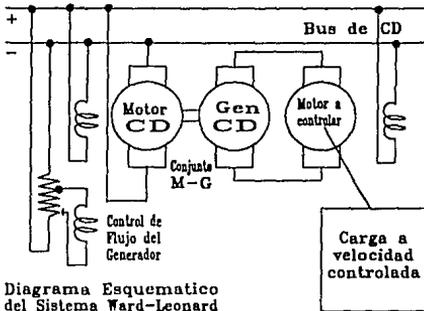


Diagrama Esquemático del Sistema Ward-Leonard

2. La potencia se regenera automáticamente a la línea de corriente alterna a través del conjunto M-G cuando la velocidad decrece.
3. La capacidad de sobrecarga en un corto periodo de tiempo es grande.
4. La corriente de armadura del motor no tiene variaciones bruscas.

Sin embargo, tiene las siguientes desventajas:

1. El costo es alto.
2. La eficiencia total es baja, menor al 80%.
3. Se requiere un gran espacio.
4. Son necesarias lubricación e inspección periódicas.

1.2.6. Retroalimentación.

En un sistema de lazo cerrado la variable de salida tiene un efecto directo sobre la acción de control. A este tipo de sistemas se les conoce con el nombre de sistemas retroalimentados. Su objetivo principal es reducir la sensibilidad a la

variación de los parámetros y perturbaciones no deseadas. La retroalimentación negativa hace insensitivo al sistema a perturbaciones externas. Otros efectos de la retroalimentación que se presentan son:

1. Disminución de la ganancia.
2. Efectos sobre la estabilidad del sistema. (Se hace más estable).
3. Efectos sobre la no linealidad de un sistema. (Un sistema no lineal se convierte en aproximadamente lineal).
4. Efectos sobre el ancho de banda del sistema. (Aumenta).

1.2.7. Repercusiones económicas del uso del control.

Inicialmente, la implantación de sistemas de control implica grandes inversiones por la compra de equipo, pero a largo plazo se tienen menores pérdidas, lo que resulta en menor gasto constante de operación y por consiguiente el sistema se paga a sí mismo en un plazo, después el menor desperdicio se traduce en ganancias.

1.2.8. Segunda Guerra Mundial.

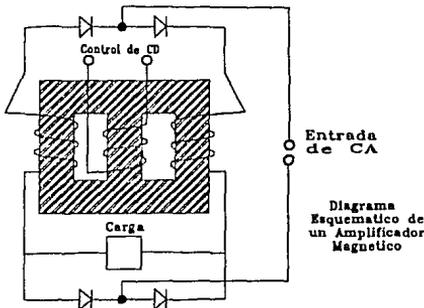
En el siglo XX, entre los años 30 y 40, los ingenieros de comunicaciones dieron gran impulso a la teoría de control. Bode, Nyquist y Nichols entre otros, aportaron técnicas de análisis que sumadas a las ya existentes forman lo que conocemos en la actualidad como control clásico.

La Segunda Guerra Mundial aceleró el desarrollo de la teoría y aplicación del control automático. El análisis de la respuesta en frecuencia de Bode eliminó las dificultades en la solución de ecuaciones diferenciales de alto orden. Adicionalmente, el método del lugar geométrico de las raíces desarrollado por Evans para encontrar las raíces de la ecuación característica en base a cualquier variable de la función de transferencia de lazo abierto simplificó grandemente el análisis. Los sistemas de control siguieron evolucionando y los métodos de control clásico encontraron dificultades al estudiar sistemas con varias entradas y salidas, que encontraron solución con el tiempo y causaron nuevos desafíos.

1.2.9. Amplificadores magnéticos.

Los amplificadores magnéticos son una combinación de bobinas saturables y diodos con el circuito de potencia conectado de tal manera que la corriente de carga ayuda en la saturación del núcleo de la bobina. El material del que está hecho el núcleo es de aleaciones de níquel y hierro, tal material tiene bajos requerimientos de fuerza magnética lo que resulta en curvas de escalón de saturación.

Con el núcleo no saturado, los embobinados de corriente alterna presentan impedancia máxima hacia la línea de alterna. Las bobinas de control enrolladas en esta misma estructura magnética pueden ser excitadas por corriente directa para saturar al hierro. Tan pronto como comienza la saturación, la corriente de carga comienza a fluir y para el balance del otro medio ciclo, una combinación de dos bobinas es utilizada para saturar totalmente al núcleo. La impedancia resultante de los devanados de carga causa que la caída de voltaje a través de la bobina baje hasta un mínimo y casi todo el voltaje de alimentación aparezca en la carga. La acción de disparo es muy similar a la que se obtiene de un rectificador controlado.



Los diodos se conectan en serie con los devanados de potencia para polarizar la corriente de carga y crear la condición de autosaturación. Además de que se conectan en arreglos de puentes convencionales para convertir la salida a corriente directa para la mayoría de las aplicaciones industriales, en las que el control de motores de corriente directa tuvieron papel de cierta

importancia, pero han sido desechados con el tiempo por las desventajas siguientes: al trabajar con saturación del núcleo el tiempo de conmutación depende de la respuesta del circuito magnético; para obtener un regulador completo es necesario hacer combinaciones de amplificadores, lo cual hace que el sistema se haga aún más lento.

1.2.10. Desarrollo de bulbos como elementos de control (Thyratron).

Durante el periodo de 1904 a 1947, tuvo gran interés y desarrollo como dispositivo electrónico el tubo de vacío, el cual contaba con dos terminales. Este surgió en 1904. Un poco después, en 1906, se le añadió al diodo de vacío un tercer elemento, llamado rejilla de control, dando lugar al primer amplificador: el triodo. En los años siguientes, la radio y la televisión proporcionaron gran estímulo a la industria del bulbo. La producción de los tubos se incrementó desde alrededor de un millón en 1922 hasta cerca de cien millones en 1937. A comienzos de 1930, el tetrodo y el pentodo ganaron prominencia en la industria del bulbo electrónico. En los años siguientes, esta industria llegó a tener importancia primaria, con rápidos avances en diseño, técnicas de fabricación, aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia, y relativa miniaturización. Entre los bulbos, se desarrolló un dispositivo de control que se llamó thyratron, el cual estaba lleno de gas, constaba de tres elementos; era un bulbo de cátodo caliente, en el cual la rejilla controlaba únicamente el arranque de una corriente, dando así un efecto de disparador. El voltaje normal de la rejilla es negativo con respecto al cátodo, deteniendo el flujo de electrones a la lámina para evitar una descarga. A un instante predeterminado el potencial de rejilla se eleva lo suficiente para comenzar una descarga provocando un gran flujo de corriente a través del bulbo. La descarga se detiene cuando el voltaje de ánodo se disminuye suficientemente.

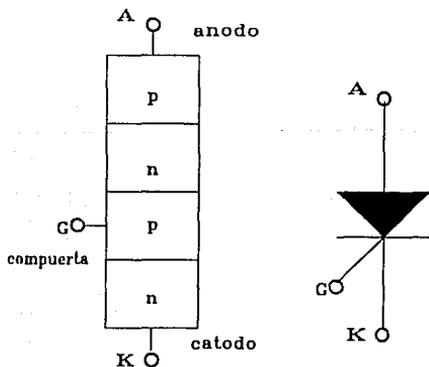
Este tipo de tubo, el thyratron fué muy utilizado en sustitución del sistema M-G, pero en la actualidad ha quedado descontinuado debido a las mejoras que se obtuvieron gracias a los semiconductores de potencia.

1.2.11. Desarrollo de transistores como elementos de control.

A finales de 1947, por sus características de reducido tamaño y poco consumo de potencia, los transistores fueron los elementos que vinieron a sustituir a los bulbos en las aplicaciones de control. Realizados en los laboratorios de la compañía telefónica Bell, entre sus aplicaciones se encuentran las de convertir una corriente alterna en continua, amplificar voltaje, actuar como relevadores debido a sus características y actuar como celdas fotoeléctricas transformando luz en electricidad. Además, por no contar con un filamento calentado, su duración es superior a la de un bulbo y su tiempo de respuesta es menor.

1.2.12. Desarrollo de tiristores como elementos de control.

Un tiristor es un dispositivo semiconductor consistente de cuatro capas y por ende tres uniones p-n. Un tiristor es, en estado sólido, análogo al tubo de vacío conocido como thyatron. Una forma común de tiristor es el rectificador controlado de silicio, cuyas siglas en inglés son SCR (silicon controlled rectifier) y cuyo uso se ha extendido ampliamente como componente de sistemas de control de velocidad, de control de nivel de líquidos, temperaturas y presiones, entre otros.



Estructura y Símbolo de un Rectificador Controlado de Silicio (SCR)

En los años cincuenta, los dispositivos de estado sólido, como los diodos de silicio y los rectificadores controlados de silicio, se hicieron

disponibles en el mercado a precios accesibles. Estos dispositivos primero surgieron para utilización a baja potencia. Con el tiempo surgieron tiristores de mayor potencia, que se usaron para convertir de corriente alterna a directa, con control directo del motor. Al principio, los diodos de silicio se usaron con bobinas saturables en controles de velocidad para sistemas de corriente directa. Comparándolos con el conjunto M-G, los controladores de bobina saturable eran más resistentes, más confiables, y provistos de una mejor eficiencia. Sin embargo eran, por mucho, más caros y de gran tamaño.

La disponibilidad de tiristores de alta potencia a principios de la década de 1960 trajo una pequeña revolución en el equipo de control industrial y en la eficiencia de éste. Durante esa década, la atención de los ingenieros al diseñar sistemas de corriente directa de alta capacidad y voltaje variable se desvió del conjunto M-G al uso de tiristores. Casi todo nuevo controlador de velocidad variable utiliza convertidores de tiristores.

El control de tiristores tiene las siguientes ventajas:

1. El módulo de potencia de tiristores elimina el tiempo de retraso del campo y de la armadura del generador. La respuesta en tiempo es entonces más rápida, limitada únicamente por la capacidad de conmutación del motor de corriente directa y la inercia del controlador.
2. La operación básica es simple y confiable.
3. Se requiere mantenimiento mínimo.
4. La eficiencia de operación es alta, mayor al 95%
5. Reducido tamaño, menor peso y flexibilidad de empaquetamiento resultan en menor necesidad de espacio, costo inicial menor y menores costos de operación e instalación.

Por otro lado, un controlador de tiristores tiene las siguientes desventajas:

1. El alto contenido de corriente de rizo de salida del convertidor

- agrega problemas de calentamiento del motor y de conmutación. La suma de una inductancia en serie con la armadura puede ser requerida para suavizar el rizo de la corriente.
2. Bajo ciertas condiciones de operación, el factor de potencia de la corriente alterna es bajo. Si se utiliza un motor síncrono en el sistema M-G, el factor de potencia de la fuente puede mantenerse alto mediante el ajuste de la excitación de campo del motor síncrono.
 3. La capacidad de sobrecarga es menor que la de un sistema M-G comparable.
 4. Perturbaciones de la línea de corriente alterna e interferencia de la línea telefónica pueden producirse por la acción de conmutación de los tiristores.

5. Un conjunto M-G puede regenerar energía automáticamente. En el convertidor de tiristores, se necesita de una muy complicada circuitería para obtener la regeneración.

En el presente, los motores de corriente directa con excitación independiente controlados por tiristores son los más usados en la industria. Estos sistemas proporcionan control de velocidad en un rango muy amplio. El ajuste de velocidad por debajo de la velocidad base se hace por control de voltaje de armadura. El control de velocidad a niveles superiores sobre la velocidad base se realiza mediante debilitamiento de campo. Las limitaciones de caballaje y velocidad están dadas por el motor de corriente directa, no por los dispositivos semiconductores. Los tiristores pueden conectarse en serie o en paralelo para especificaciones de corriente o voltaje mayores. La corriente de armadura y el par están limitados por la elevación de temperatura del motor.

1.3. Aplicaciones actuales.

1.3.1. Transporte

En cuanto al transporte se refiere, la electrónica de potencia ha llegado a un grado tal de desarrollo que en nuestros días se está experimentando, con muy buenos resultados, con trenes de propulsión magnética, utilizando el principio del motor lineal y aprovechando los mejores rendimientos y más altos parámetros de los semiconductores actuales. También se tienen progresos significativos en el área automotriz, en donde se ha cambiado la noción de que un coche eléctrico es lento, caro, de respuesta lenta y de poco campo de acción. Actualmente existe un vehículo biplaza que puede alcanzar de 0 a 96.6 km/hr en 8 segundos -mejor aún que muchos coches deportivos de combustión interna. Su velocidad tope proyectada es mayor a 160 km/hr, aunque la circuitería interior la limita a 120 km/hr. Los problemas del tamaño de las baterías y su duración se han resuelto poco a poco y ya se llegan a tener dimensiones adecuadas y una vida útil de 40,000 km, aunque se espera llegar a 65,000 km.

Además podrán ser recargadas en casa con convertidores ca-cd. Ahora se discute sobre su producción en masa.

1.3.2. Elevadores y transportadores.

La necesidad de subir cargas mediante elementos mecánicos ha existido desde el tiempo de los antiguos romanos. El arquitecto-ingeniero Vitruvius en el siglo I aC ideó plataformas elevables utilizando una combinación de poleas y malacate propulsado por humanos o animales. Más tarde se usó una combinación de poleas (polipasto) para reducir la longitud recorrida por el contrapeso o tractor y aumentar la de la caja del elevador, resultando además en un menor esfuerzo del medio de propulsión.

En 1853 Otis introdujo un dispositivo de seguridad que evitaba la caída del elevador en caso de rompimiento del cable. Este se basaba en un arreglo que atora el elevador a las guías por las que se desliza cuando la tensión del cable que

suspende al mismo se reduce. A partir de este invento el elevador se consideró apto para la transportación de humanos.

En este momento se dió la diferenciación entre transportadores o montacargas y elevadores. Los primeros son para la transportación de objetos, mientras que los últimos son para personas.

No fué sino hasta el año de 1889 cuando un motor eléctrico fué utilizado como medio de propulsión. A partir de ese año, se utilizaron tanto motores de corriente alterna como directa. En el segundo, la variación de velocidad se obtiene variando la magnitud del campo del generador y conectando las armaduras del generador y motor. En la actualidad los elevadores propulsados por motores eléctricos pueden encontrarse en dos versiones diferentes. El motor propulsor puede encontrarse abajo o arriba del trayecto. El segundo caso es más eficiente y permite el uso de un contrapeso, el cual se encarga de mover el peso del elevador, dejando al motor solo el trabajo de la carga.

Finalmente, muy independiente del elevador del que hablemos, existen consideraciones importantes que hay que tomar en cuenta como son las velocidades a las que operará. Deberá

acelerar y frenar suficientemente rápido para hacer el viaje corto, pero suficientemente lento para que no sea brusco ni peligroso. Para lograrlo, a través del tiempo se han utilizado diferentes tipos de control, yendo desde los reóstatos, pasando por los relevadores y finalmente haciendo uso de los tiristores.

1.3.3. Máquinas herramientas.

Uno de los sistemas de control automático para máquinas herramientas es conocido como control numérico. Las instrucciones para la máquina, tales como la posición de la herramienta, velocidades de corte y secuencias de operación, se graban como códigos numéricos y simbólicos en medios de almacenamiento como cinta de papel, tarjetas, cinta magnética o memorias de sólo lectura (EEPROM). Las instrucciones codificadas son leídas por una unidad de control, la cual activa las funciones de la máquina. El uso del control numérico significa que las máquinas herramientas pueden ser programadas para operar a su máxima eficiencia, con la consecuente reducción de costos y costos de producción.

1.4. Futuro.

1.4.1. Otros semiconductores de control de potencia.

Entre los semiconductores se encuentra el diodo de potencia, el cual no es más que un diodo, cuyas características constructivas le permiten soportar corrientes directas muy elevadas, así como temperaturas de régimen y tensiones inversas muy superiores a las correspondientes a los diodos convencionales o de señal pequeña. Este dispositivo es básico en muchos esquemas de control de potencia como auxiliar. Al paso de los años, el progreso hecho en este campo -como en otros de la electrónica- ha llevado a la luz diversos tipos de dispositivos, cada uno con diferentes características, tales como la fusión con otros elementos semiconductores (diodos zener, por ejemplo) en sus terminales, o activados por luz en lugar de electricidad.

La mayoría de las aplicaciones que los antiguos detractores de la electrónica de "estado sólido" auguraban como inalcanzables, tales como

la rectificación de grandes potencias, la regulación de velocidad de motores muy potentes o la generación de señales de alta frecuencia para procesos industriales de soldadura, constituyen hoy una auténtica realidad gracias al desarrollo de los semiconductores de potencia. Aún se esperan mejoras considerables, como por ejemplo la transmisión en líneas de corriente directa a muy alta tensión -en fase experimental- utiliza estaciones rectificadoras y convertidoras cd-ca en base a semiconductores. Pese a eso no se han logrado realizar protecciones de estado sólido tales como relevadores o fusibles, y esto constituye un problema, pues los dispositivos de silicio son "delicados" y necesitan circuitería adicional para que una anomalía no los dañe.

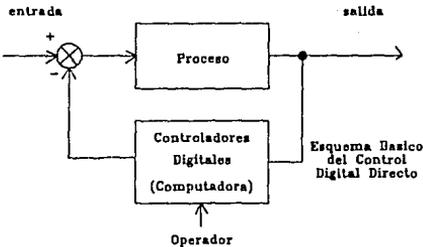
1.4.2. Desarrollo de TBJs de potencia.

Es mucho más frecuente dentro de las aplicaciones electrónicas el uso de los transistores, como es el caso de la electrónica digital casi en su totalidad. A fechas recientes se han extendido

notablemente los usos de los transistores bipolares, tanto que se les puede utilizar para implementar controles de velocidad de motores de relativamente mediana potencia, teniendo la gran ventaja de que estos dispositivos sí están en posibilidad de ser inhibidos mediante señales de control, característica que sólo cierto tipo de tiristores (los diodos controlados apagables por compuerta, los GTOs) tienen. Además, los circuitos con TBJs estudiados para audio son aplicables con ligeras modificaciones para controles de velocidad. Por último, cabe decir que la tecnología TMOS, de reciente aparición, ensancha aún más el horizonte de usos de los transistores para controles de potencia, esperando únicamente mejoras en los parámetros que soportan para alcanzar mayores potencias.

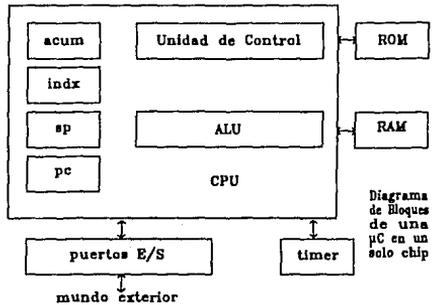
1.4.3. Microcomputadoras en un solo chip.

De la teoría de control conocemos como Control Digital Directo (CDD) al representado por el siguiente esquema:



En él se encuentran sustituidos los controladores automáticos usuales por una computadora con sus respectivos transductores actuando en conjunto directamente en el lazo de control. El papel del operador, como vemos, no es suprimido sino que su función en este caso es la de ejercer el control por medio de código escrito en lenguaje ensamblador y supervisar para ejercer control manual solo en caso extremo. La computadora puede ser una PC o similar, o simplemente una computadora en un solo chip, la cual cuenta con los mismos elementos que las anteriores, salvo la

interfaz al usuario, y su costo es considerablemente menor. Su diagrama de bloques se presenta a continuación.



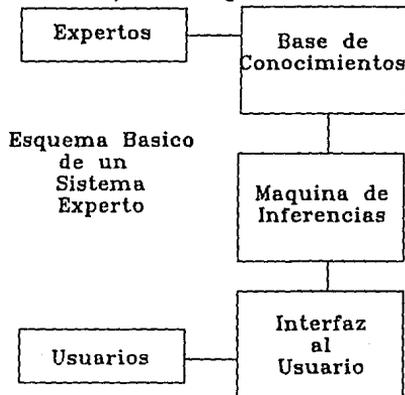
1.4.4. Aplicación de sistemas expertos a control.

Otro esquema de control es el de Control Supervisorio.

En este, a diferencia del anteriormente expuesto, los controladores automáticos son conservados y la computadora digital se encuentra fuera del lazo de control, realizando ajustes sobre los controladores automáticos solamente. Una vez más el operador queda presente con la tarea de ejercer el control por medio de un programa codificado, pero en este caso el control es sólo supervisor, como su nombre lo dice, de corrección. Aquí es donde entraría un sistema experto. Este cuenta con el conocimiento de expertos en el sistema que se desea controlar concentrado en la llamada base de conocimientos. Adicionalmente cuenta con una máquina de inferencias, que utilizando los conocimientos contenidos en la base se encarga de realizar deducciones lógicas y dar, en su caso, una respuesta a una pregunta planteada por el usuario.

Finalmente, el sistema experto cuenta con la interfaz al usuario. Esta se encarga de intercambiar información entre el usuario y la máquina de inferencias. Lo hace por medio de lenguaje natural, simulando una conversación

casual. Todo lo anterior se encuentra integrado en un sistema experto de la siguiente manera:



Los sistemas expertos pueden, por lo tanto, aprender las características del sistema a controlar, su comportamiento estimado, las acciones de control que deberán tomar en cada situación que se presente, liberando así al operador del trabajo rutinario. En cuanto a control de máquinas eléctricas, los sistemas expertos pueden en el futuro llegar a ser de gran utilidad al ser aplicados a procesos industriales donde se usen simultáneamente diversos motores para conseguir una mejor calidad del producto y evitar pérdidas.

1.5. Bibliografía.

- [1] Sen, P.C.
THYRISTOR DC DRIVES
Wiley, New York, 1981.
- [2] Ogata, K.
INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA
Prentice-Hall, México, 1980.
- [3] ENCICLOPEDIA UNIVERSAL ILUSTRADA EUROPEO-AMERICANA
Espasa-Calpe, Madrid, 1952.
- [4] Boylestad, R.; Nashelsky, L.
ELECTRÓNICA: TEORÍA DE CIRCUITOS
Prentice-Hall, México, 1986.
- [5] ENCYCLOPÆDIA BRITANNICA
Micropædia & Macropædia
London, 1981.
- [6] Tang, P.; Lu, S.; Wu, Y.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A FULLY DIGITAL DC SERVO SYSTEM BASED ON A SINGLE-CHIP MICROCOMPUTER

IEEE Tr. on Ind. Electronics, November 1982.

[7] Hickok, H.N.; Wickiser, M.R.

THE GATE-TURN-OFF THYRISTOR: A BREAKTHROUGH FOR THE RETROFIT OF EXISTING INDUCTION MOTORS FROM FIXED TO ADJUSTABLE SPEED

IEEE Tr. on Ind. Applications, May/June 1989.

[8] Hauksdóttir, A. S.; Fenton, R.E.

ON THE DESIGN OF A VEHICLE LONGITUDINAL CONTROLLER

IEEE Tr. on Vehicular Techn. November 1985.

[9] Voelcker, J.; Zorpette, G.

FAST ELECTRIC CAR MAKES AN IMPACT

IEEE The Institute, March 1990.

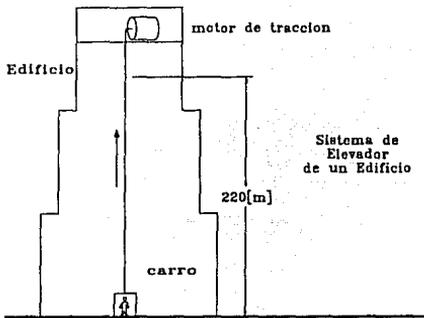
2. CARGA, MOTOR LINEAL Y MÁQUINA DE INDUCCIÓN

De todas las aplicaciones de las máquinas eléctricas, las cuales cubren una gama inmensa dentro de las variadas actividades que el hombre desarrolla, tenemos por ejemplo el sistema de un elevador para personas en un edificio. Aquí conviene decir que lo más importante de un motor

es la carga que se conecta mecánicamente a su flecha. Esto es obvio al observar que en el caso del elevador la vida y la integridad de las personas que son transportadas es lo más importante de dicho sistema.

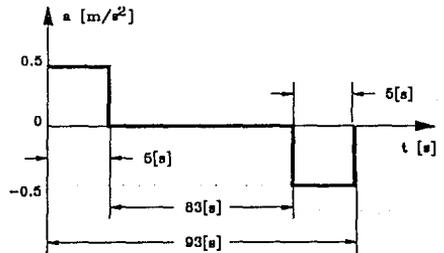
2.1. Sistema de elevador.

En la figura se tiene la representación esquemática del sistema a estudiar:



2.1.2. Velocidad y aceleración

Con respecto a la aceleración, se debe considerar un valor tal que no afecte a la persona a transportar. Dicho valor se fija a $0.5[m/s^2]$. De igual magnitud se tomará la desaceleración para frenar el elevador. Esto da como resultado un patrón de aceleración en el tiempo de la siguiente manera:



2.1.1. Consideraciones de la carga.

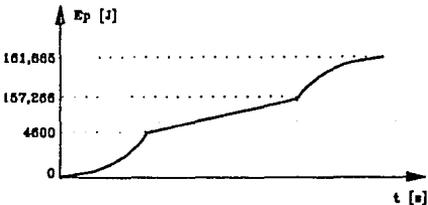
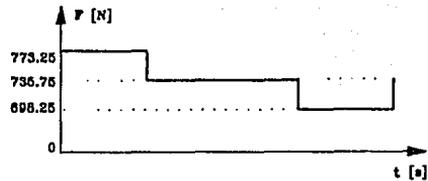
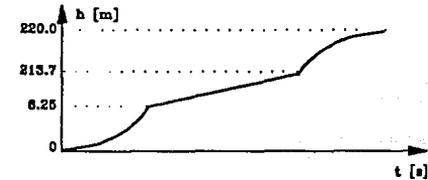
Se pretende elevar una carga constituida por un hombre de $75[kg_m]$ a una altura de $220[m]$. El sujeto ejerce una fuerza $W=mg=75 \times 9.81 = 735.75[N]$. Este último valor es la fuerza inicial que el motor deberá ejercer para mantener el equilibrio en la carga, es decir, para no elevarla ni tampoco dejarla caer. Los pesos asociados al carro del elevador, los cables de tracción y demás accesorios por simplicidad se consideran nulos.

en donde se observa que el tiempo para acelerar y desacelerar se eligió de $5[s]$. Los dos valores de aceleración y tiempo hacen que se tenga como velocidad final $2.5[m/s]$, la cual se mantiene hasta $5[s]$ antes de el frenado total.

2.1.3. Análisis mecánico.

Dado lo anterior, la curva de fuerza que se produce tiene inicialmente un escalón de aceleración y otro, negativo, de desaceleración, cuyas magnitudes son de $F_a=ma=37.5[N]$, que deben ser sumados al peso W de tal manera que se produzca el efecto deseado.

En cuanto a la altura, se tiene que se parte desde el nivel de referencia cero, siguiendo un patrón parabólico mientras el carro del elevador se

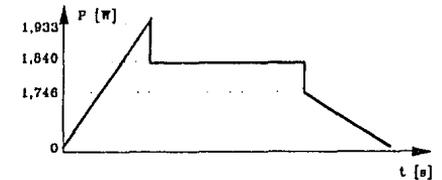
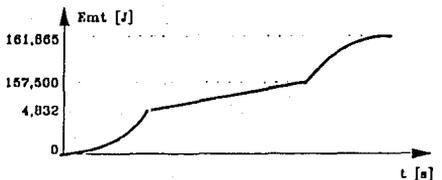
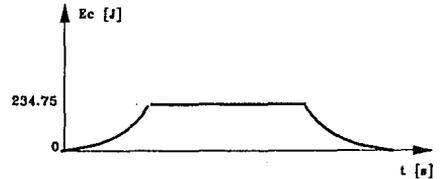


acelera. Al llegar al punto en el que se tiene velocidad de $2.5[m/s]$, a la cual se recorrerá la mayor parte del trayecto. Faltando $6.25[m]$ de la altura total por recorrer, existiendo una desaceleración, la altura vuelve a tomar un patrón

parabólico en donde cada vez se gana menos altura, hasta que el elevador se detiene.

Al ir ascendiendo, el carro del elevador y su carga van ganando energía potencial, E_p , y cuando se detiene llega a un valor de $E_p=Wh=161,865[J]$

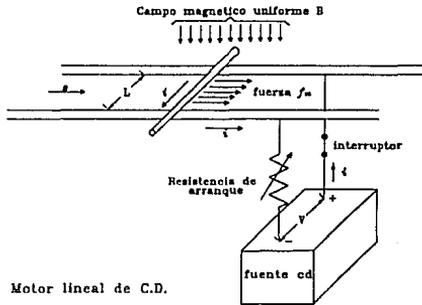
Por otro lado, mientras exista



aceleración o desaceleración habrán cambios en la energía cinética, E_c , cuyo valor máximo será de $E_c = \frac{mv^2}{2} = 234.375[J]$. De aquí que la energía mecánica total del sistema, E_{mt} , sea la suma de las dos curvas, tal como lo muestran las gráficas.

Por último, se considera la potencia mecánica requerida a lo largo del trayecto, la cual tiene un valor máximo de $P_m = Fv = 1933.125[W]$.

2.2. Motor lineal



Un motor lineal de cd posee características similares a uno rotatorio. Un alambre de longitud L puede desplazarse libremente sobre un par de carriles que se encuentren perpendiculares a un campo magnético vertical y uniforme, B . Una fuente constante de cd proporciona la corriente al circuito a través de una resistencia.

Al cerrar el interruptor fluirá una corriente i en el circuito, lo que provocará una fuerza electromecánica en el alambre, moviéndolo en el sentido positivo, de magnitud:

$$f_m = BiL \text{ [N]}$$

Esta fuerza puede ser utilizada ya sea para acelerar el alambre, venciendo la inercia (f_i) o para mover una carga, la cual implicaría una fuerza en sentido contrario denominada f_L . En este caso la fuerza del motor tendría que ser entonces:

$$f_m = f_i + f_L = m \frac{ds}{dt} + f_L \text{ [N]}$$

donde:

s = velocidad del alambre

m = masa del alambre.

Conforme se acelera el alambre se induce una fem e :

$$e = BLs \text{ [V]}$$

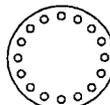
que, de acuerdo al principio de Lenz, tendrá una polaridad que se oponga a su causa, la corriente. Esta, por su parte será de magnitud:

$$i = \frac{V - e}{R} = \frac{V}{R} - \frac{BL}{R} s \text{ [A]}$$

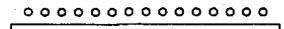
En base a lo anterior, la velocidad se puede expresar en una ecuación diferencial de primer orden:

$$\frac{ds}{dt} + \frac{B^2 L^2}{mR} s - \frac{BLV}{mR} + \frac{f_L}{m} = 0$$

siendo V el voltaje de la fuente y R la resistencia total del circuito.



Motor Rotatorio



Motor Lineal

2.2.1. Velocidad de estado estable sin carga.

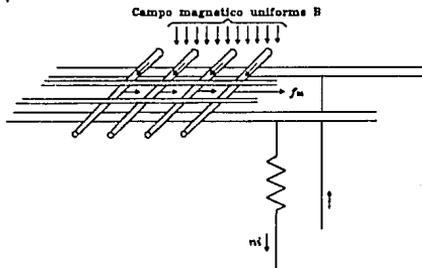
Para que f_L sea cero, es necesario que no exista fricción ni carga para el motor. En este caso ideal, el alambre se acelerará hasta que la fem sea igual al voltaje de la fuente. En este punto la corriente, la fuerza f_m y la aceleración serán cero, permaneciendo la velocidad del alambre constante. Entonces a partir de la ecuación diferencial de la velocidad podemos obtener la de estado estable, sin carga, eliminando $\frac{ds}{dt}$ y f_L :

$$s = s_0 = \frac{V}{BL} \text{ [m/s]}$$

de donde se comprueba que si el campo decrece, la velocidad aumenta.

2.2.2. Máquina homopolar

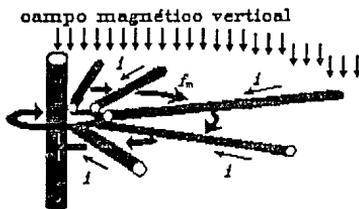
La máquina homopolar se puede obtener a partir del motor lineal, llevando a cabo algunos cambios. El primero de ellos es aumentar la fuerza que es capaz de desarrollar la máquina. Esto se logra con varios conductores colocados en paralelo en forma de escalera,



con lo que, si cada uno de ellos lleva la corriente i la fuerza resultante es

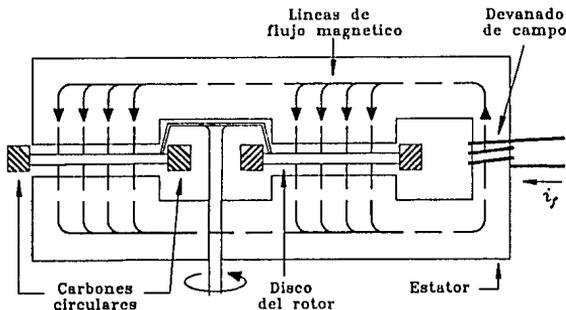
$$f_m = nBiL \text{ [N]}$$

El segundo paso es hacer la vía circular de tal forma que uno de los carriles se vuelva un eje de rotación para los segmentos de conductor colocados radialmente a forma de rotor. La suma de las fuerzas f_m que se dan en cada uno de los conductores dan como resultado el par del motor T_m .



Transformación de Motor Lineal a Máquina Homopolar

Para la realización práctica de la máquina homopolar se sustituyen los conductores por un disco de aluminio. La corriente es alimentada a este, vía unos carbones en forma de anillo que se encuentran en sus extremos. El flujo magnético es creado por la corriente que circula en el devanado de campo. Este se traslada a través del estator para cruzar el disco verticalmente.



Máquina Homopolar

A pesar de lo enunciado, la máquina homopolar resulta no ser muy eficiente, ya que es

una máquina de alta corriente y bajo voltaje, lo que resulta en grandes pérdidas por calentamiento.

2.3. Simulación del motor lineal.

2.3.1. Método de Euler para integración numérica

La solución de un problema de valores iniciales se obtiene al integrar hacia adelante paso a paso, permitiendo evaluar (al integrar) el siguiente valor, de la función en cuestión, tan pronto como se conozcan el valor presente y el anterior. Este método se aplica a ecuaciones diferenciales de primer orden, y consiste en aplicar la siguiente fórmula de recurrencia:

$$y_{t+\Delta t} = hf(x, y) + y_t$$

donde: h es el incremento. Este método converge cuando h tiende a cero.

2.3.2. Análisis electromecánico

Para esta simulación de un motor lineal se utiliza el método de Euler. El sistema está constituido por una barra conductora de cobre de longitud $l=1.5[m]$ y cuya masa es $m=75[kg]$ -para ser congruentes con la carga del sistema del elevador que se presentó anteriormente- que tiene dos pares de pequeñas ruedas sin peso a sus extremos y que se deslizan sin fricción sobre dos rieles paralelos de longitud infinita a través de un campo magnético $B=0.3[T]$. La resistencia de la barra de cobre es $R=74.074[\Omega]$.

Partiendo del reposo, si se toma como incremento de tiempo $\Delta t = 0.4[s]$ y se propulsa al "carrito" con una fuerza inicial $F_i = 37.5[N]$, se tiene que la aceleración inicial será de $0.5[m/s^2]$, lo cual produce un incremento de velocidad de

$$v_f = v_i + a \cdot \Delta t = 0 + (0.5)(0.4) = 0.2[m/s].$$

Al tener una velocidad de un conductor en un campo magnético, se produce un voltaje, cuya magnitud es

$$e = Blv = (0.3)(1.5)(0.2) = 0.09[V]$$

que a su vez provoca una corriente de

$$i = \frac{e}{R} = \frac{0.09}{70.074} = 0.001215[A]$$

Esta corriente, al circular a través de un campo, produce una fuerza de reacción

$$F_x = Bi l = (0.3)(1.5)(0.001215) = 0.00054675[N]$$

la cual se resta a la fuerza inicial, obteniéndose una resultante de

$$F_t = F_i - F_x = 37.5 - 0.00054675[N] = 37.49945325[N]$$

Este último resultado se toma como la nueva fuerza inicial para la siguiente iteración. La fuerza resultante va disminuyendo hasta hacerse cero y el voltaje generado va creciendo hasta un valor estable que hace que teóricamente el carrito se mueva con velocidad constante (equilibrio mecánico) de $2.5[m/s]$.

Esta simulación es un ejemplo muy simplificado de lo que es un motor lineal moviendo una carga de masa semejante a la de un ser humano, y se puede observar que la densidad de campo magnético que se requiere es altísima. Además, para generar con un sistema de este tipo las curvas con los requerimientos mecánicos de la carga se necesita un análisis más profundo con el fin de obtener un sistema de control adecuado.

Los bloques de graficación son:

```
Model File: 2tcam01.sim
Date: 7/29/1991
Time: 14:35
Timing: 0.4000000, DELTA: 200.0000, RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
BlockNo, Plot-MINimum, Plot-MAXimum, Comment
Horz: 0, -5.0000, 40.0000 ;Time
Y1: 1, -0.5000000, 3.0000 ;v
Y2: 3, -0.5000000, 3.0000 ;I
Y3: 6, -10.0000, 80.0000 ;I,F
Y4: 8, -0.1000000, 0.5000000 ;m,a
```

La gráfica de resultado de la simulación que se realizó con ayuda del simulador TutSim (ver apéndice C para más información) es la siguiente:

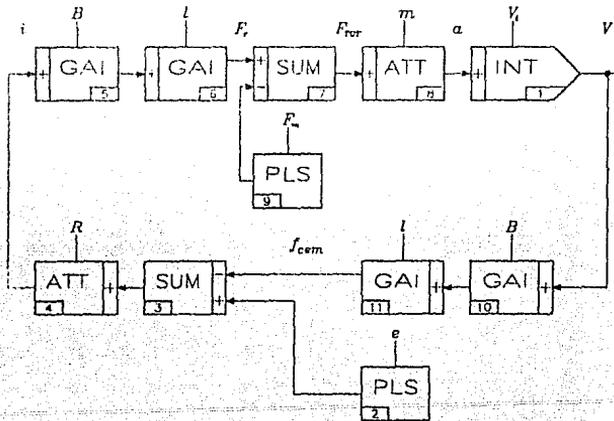
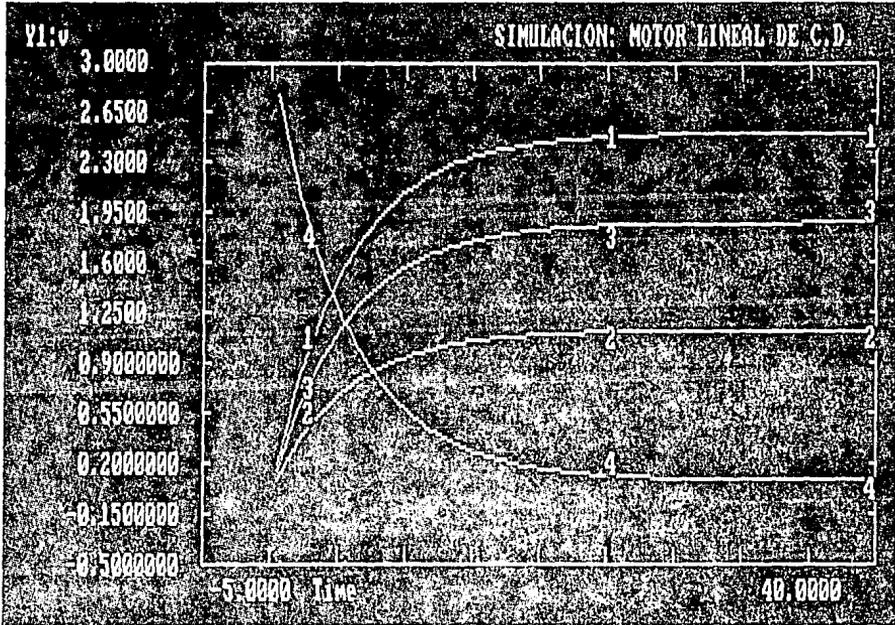


Diagrama de simulación del motor lineal

2.4. Máquina de Corriente Alterna.

Al momento de la elección de la máquina que mejor se adapta a las necesidades de la carga, la decisión tiene que tomarse analizando los diferentes tipos de máquinas con sus respectivas características y discriminando una a una hasta llegar a la óptima. Así, analizaremos también a la máquina de inducción como posible en la utilización en el sistema del elevador que se ha desarrollado en este capítulo.

2.4.1. Principio de operación.

Existen diferentes tipos de máquinas de corriente alterna, de las cuales el motor de inducción es el más usado en la industria, en gran parte por su simpleza de diseño. Este tipo de máquina usa un campo magnético rotatorio producido en el estator para inducir corrientes parásitas en el rotor, las cuales a su vez producen su propio campo magnético. Mientras exista diferencia de velocidad de rotación -esto es, que el rotor gire más despacio que el campo del estator- se crearán corrientes parásitas y la atracción entre los dos campos magnéticos efectivamente hace girar al rotor.

El estator consiste de una serie de electromagnetos, que se encuentran conectados de tal manera que una corriente alterna circulando a través de ellos crea un patrón de polos norte y sur, que se mueven alrededor del estator en secuencia. El rotor está hecho de acero el cual tiene ranuras, donde barras de cobre de baja resistencia o de aluminio se colocan para formar una especie de jaula. Las barras están conectadas entre sí al final del núcleo para proveer trayectorias cerradas a las corrientes parásitas.

2.4.2. Característica de par-velocidad.

Para una máquina de inducción, se definen los siguientes conceptos:

1. Velocidad síncrona, ω_s : es la relación que existe entre los grados eléctricos (de la fuente de energía eléctrica) y los grados mecánicos (del rotor de la máquina).

2. Polo: Un polo es un extremo de la estructura magnética de la que se trate, siempre que haya un entrehierro en dicha estructura, de tal manera que el número de polos que puede existir siempre es par. Los polos vienen dados en parejas de polo norte, N , y polo sur, S .

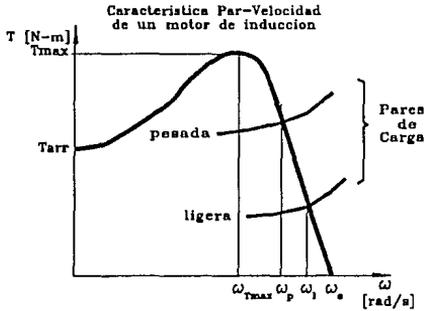
3. Deslizamiento: Es una medida de la velocidad relativa entre los campos del estator y del rotor. Se define como:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

así, el deslizamiento es uno en el reposo, y cero cuando el motor gira a velocidad síncrona. Durante la aceleración, la velocidad relativa decrece reduciendo la frecuencia del rotor y de las corrientes parásitas.

El par de una máquina de inducción depende del volumen del rotor, de las magnitudes de los flujos de rotor y de estator, y del coseno de un ángulo de retraso del flujo de rotor con respecto al del estator.

Para un motor típico, mientras la velocidad del rotor se incrementa desde el reposo, el retraso, haciéndose más grande, dominará sobre la caída del flujo del estator. En estas condiciones el deslizamiento tendrá un valor unitario. Así, el par tendrá un valor de arranque a velocidad cero, e irá creciendo sucesivamente. Cuando la velocidad del rotor llega a cierto valor, se alcanza la condición de par máximo. Pasado este punto, la magnitud del par comienza a decrecer conforme aumenta la velocidad ya que el retraso se va haciendo menor, hasta tener que la velocidad del rotor es la velocidad síncrona, o bien, el deslizamiento es cero, indicándose de esta forma que no hay velocidad relativa entre el flujo del estator y el del rotor. En este punto el par del motor es cero. Obviamente, un motor de inducción no puede soportar una carga a velocidad síncrona, sino que siempre será menor a ω_s . Por esta razón a este motor también se le llama "asíncrono".



Debido a que la velocidad del motor depende de las características de la carga, si se tiene una carga "ligera", la velocidad tenderá a estar cerca de ω_s . En el caso contrario, si la carga es "pesada" tenderá a alejarse de ω_s , siendo por consiguiente de menor magnitud que la velocidad con carga "ligera".

Es necesario hacer notar que la curva par-velocidad es única cuando ya se han fijado los parámetros eléctricos del motor de inducción, pudiéndose variar tal curva, variando una simple resistencia. Pese a todo, el motor sigue siempre una "forma de onda" característica, lo cual conduce a que existan normas que regulan tales curvas. Una de estas normas es NEMA (National Electrical Manufacturing Association), la cual designa a sus diferentes curvas por letras, y cada curva tiene características propias de par y velocidad, entre otras.

2.4.3. Simulación de un sistema de elevador con un motor de inducción.

Tomando en cuenta al mismo sistema del elevador que se ha planteado en este capítulo, se realiza aquí una discusión sobre la aplicación de un motor de inducción.

Las características del motor son: rotor de jaula de ardilla, 4 polos, 10[HP] y 1800[rpm]. Tal motor sigue las especificaciones NEMA B, y se conecta a la fuente de suministro de 220[V_{rms}] a una frecuencia de 60[Hz].

La velocidad angular nominal del motor se determina mediante la siguiente expresión:

$$\omega_{nom} = \frac{4\pi f}{P}$$

donde f es la frecuencia de la alimentación de energía, y P es el número de polos del motor. Esta expresión nos arroja un resultado de aproximadamente 188[rad/s], valor que a su vez, al calcular el par nominal del motor, según la expresión:

$$T_{nom} = \frac{745HP}{\omega_{nom}}$$

(donde HP es el caballaje), resulta entonces 40[N-m]. Con estos datos, y la curva NEMA B, se tiene que el par de arranque del motor, T_{arr} , es de una magnitud de 150% del T_{nom} , o sea 60[N-m] lo que conduce a que dicho motor *no puede* soportar la carga, que es de 750[N-m] aproximadamente. Sería imposible entonces bajar o subir a una persona en un elevador con un motor como el planteado.

La primera solución sería aumentar el caballaje del motor, pero esto trae como consecuencia un aumento considerable en el costo del sistema. La solución más adecuada es la de conectar mecánicamente un tren de engranajes a la flecha del motor, que reduzca la velocidad de la carga y que haga que la carga sea *vista* por el motor como una carga aceptable. Esto es:

$$T_m \omega_m : T_c \omega_c$$

donde T_m , ω_m son el par y la velocidad angular del motor, respectivamente, y T_c , ω_c son el par y la velocidad angular de la carga.

Esta relación debe ser constante. Si el lado izquierdo es de

$$(40)(188) = 7520 [W]$$

el lado derecho también debe arrojar el mismo valor, para lo cual se tiene que

$$\omega_c = 7520/750 \approx 10 [rad/s].$$

Recordando que el sistema original plantea una velocidad lineal de 2.5[m/s], si se tiene un radio del engrane de 1[m], la velocidad lineal sería de 10[m/s], cosa que excede 4 veces los requerimientos de la carga. Entonces, para que la relación de potencias cumpla, se debe proporcionar una relación de velocidades, R_v , que la satisfaga. Dicho valor es de 75:1, de tal manera que el motor verá a la carga como un par de 10[N-m]. Por consiguiente, se puede decir que no

se presentarán problemas al transportar al elevador.

Por otro lado, la ley de conservación de energía establece que la energía cinética de movimiento lineal -es decir, la del elevador moviéndose- debe ser de idéntica magnitud a la del rotor del motor. Esto es:

$$\frac{1}{2} m v^2 = \frac{1}{2} J \omega_c^2$$

donde J es el momento polar de inercia y $\omega_c = 188$ [rad/s]. De aquí que

$$J = \frac{75(2.5)^2}{(188.5)^2} = 13.19 \times 10^{-3} \text{ [kg-m}^2\text{]}$$

Así, desarrollando la ecuación $F=ma$ para que cumpla con nuestros datos, se llega a que

$$I = m r^2 \frac{d\omega}{dt} = J \frac{d\omega}{dt}$$

es la ecuación diferencial que describe al sistema. Para poder integrarla se utiliza el método de Euler, con la ecuación de recurrencia:

$$\omega_f = \omega_i + \Delta t \frac{T_a}{J}$$

donde Δt es el intervalo de integración y T_a es el par de aceleración.

El par de aceleración se evalúa con la ecuación

$$T_a = T_{pu} \Gamma_{nom} - \frac{T_c}{R_v}$$

donde T_{pu} es el par instantáneo que se tiene en el tren de engranajes y se obtiene en función de la velocidad angular en por unidad, ω_{pu} . Este último valor es el cociente de ω_f entre la velocidad síncrona del motor, ω_s , la cual a su vez es

$$\omega_s = \frac{\omega}{0.975}$$

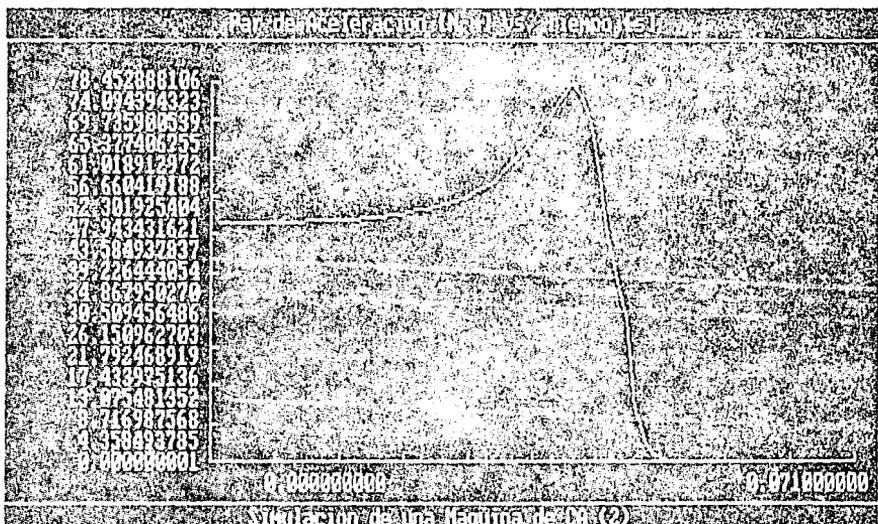
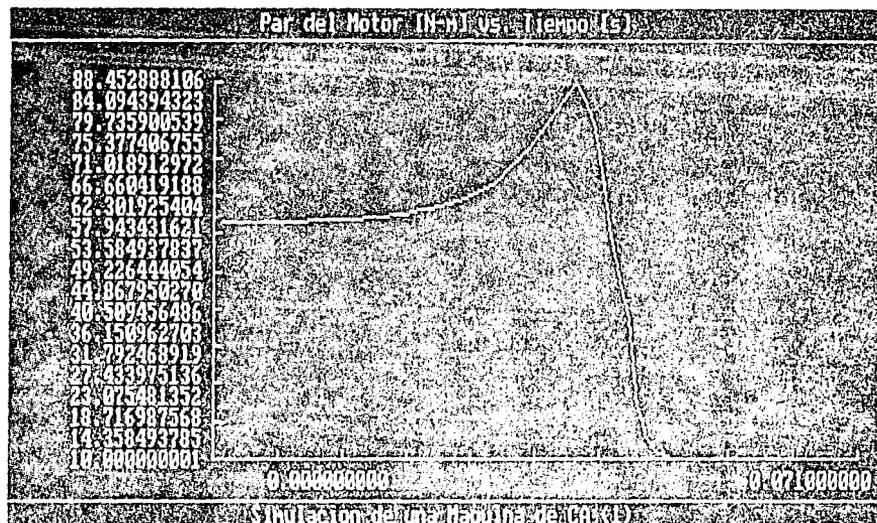
esto es,

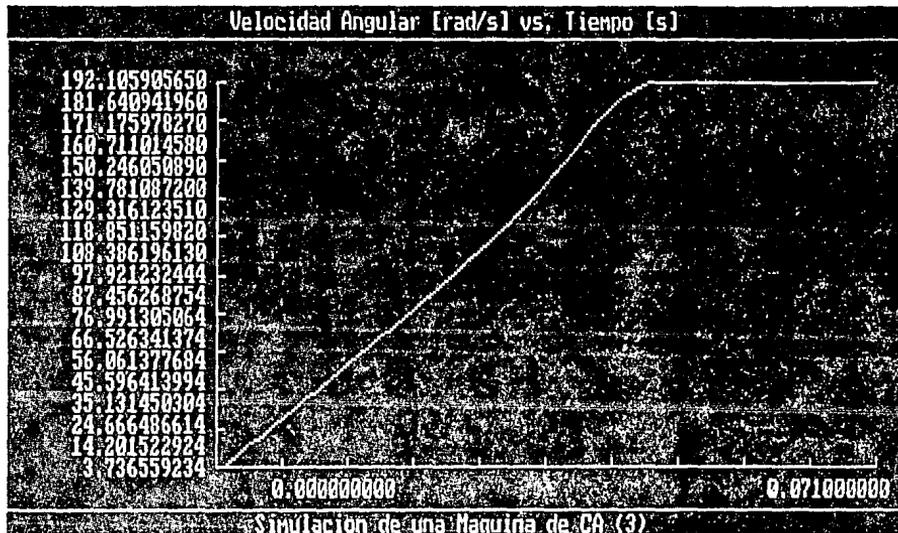
$$\omega_{pu} = \frac{\omega_f}{\omega_s}$$

La siguiente tabla normalizada (NEMA B) recibe como dato de entrada a ω_{pu} y arroja T_{pu} :

ω_{pu}	T_{pu}
[%]	[%]
0.0	150
10.0	150
20.0	151
30.0	152
40.0	155
50.0	160
60.0	170
70.0	182
80.0	217
83.7	225
90.0	200
97.5	100
100.0	0

de esta manera se tienen las curvas que se muestran a continuación, y el correspondiente listado fuente del programa que genera los resultados de la simulación se encuentra en el apéndice E.





Observamos que el par del motor llega a un estado estable de 10[N·m] al mismo tiempo que el par de aceleración se hace cero, siguiendo la misma forma de onda las dos curvas, excepto una diferencia de 10[N·m]. La curva de velocidad es creciente y casi lineal hasta que el par se hace

estable, esto es, soporta adecuadamente a la carga, entonces la velocidad a su vez se hace estable. Esto quiere decir que la carga real de aproximadamente 750[N·m] es *vista* por el motor como una carga de 10[N·m], como se planteó originalmente.

2.5. Bibliografía.

[1] THE ILLUSTRATED ENCYCLOPEDIA OF
SCIENCE & TECHNOLOGY

Exeter Books, New York, 1979.

[2] Gourishankar, V.

CONVERSIÓN DE ENERGÍA
ELECTROMECAÁNICA

Representaciones y Servicios de Ingeniería,
México, 1975.

[3] Elgered, O.I.

BASIC ELECTRIC POWER ENGINEERING

Addison-Wesley Publishing Co., 1977.

[4] Iriarte, R.; Borrás, H.E.; Durán, R.

APUNTES DE MÉTODOS NUMÉRICOS

Fac. de Ingeniería, UNAM.

[5] Beer, F.P.; Johnston, E.R.

MECÁNICA VECTORIAL PARA INGENIEROS

Tomo II: Dinámica

McGraw-Hill, México, 1983.

3. MÁQUINA DE CORRIENTE DIRECTA

Aquí hablaremos sobre la teoría de la máquina primitiva aplicada a máquinas de corriente directa. Se le llama *primitiva* pues refleja en esa forma todos y cada uno de los fenómenos que se dan en la máquina real, de tal manera que debería llamarse *unificada*, en lugar de primitiva.

En esta teoría se considera a la máquina primitiva como un conjunto de bobinas acopladas, por lo que su comportamiento debe ser pronosticable mediante mediciones externas tanto a las puertas eléctricas como a las mecánicas. Además de poder evaluar los parámetros internos restantes de la máquina indirectamente, dependiendo estos únicamente de las características nominales de alimentación y salida, así como de los parámetros directamente medibles; esto es: para ciertos estados de funcionamiento de la máquina, conociendo la corriente, la potencia, el voltaje, la resistencia e inductancia de cada devanado, el par y la velocidad angular que se tiene en la puerta mecánica, se obtienen todos los parámetros que hacen falta en la teoría de la máquina primitiva. Con todos ellos, medibles e indirectamente evaluados, se componen las ecuaciones que rigen a una máquina en especial, durante estados tanto transitorios como permanentes.

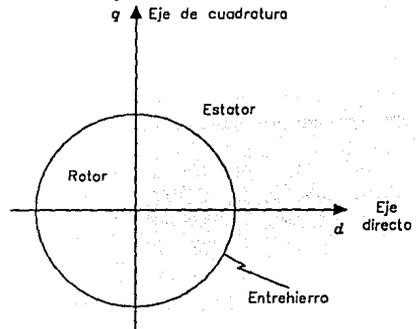
El enfoque que da la teoría de la máquina primitiva es desde el punto de vista de circuitos (mecánicos y eléctricos), en lugar del de campos. No hace referencia directa a fuerzas magnetomotrices, a densidades de corriente ni de campo magnético, ni a la derivada del flujo magnético con respecto al tiempo. Esto no significa que tales magnitudes físicas no sean importantes, en especial desde el lado del diseño; al final de cuentas el comportamiento de la máquina depende de la forma relativista de las ecuaciones de campo de Maxwell (ecuaciones de Lorentz).

El comportamiento de cualquier tipo de máquina real, bajo las condiciones que se deseen, está gobernado por una sola ecuación de voltaje y una de par. Esta es la sencillez de la teoría de la máquina primitiva. Dos ecuaciones pueden en nuestros días parecer naturales, pero anteriormente a los trabajos de G. Kron y la teoría

de transformaciones no era así, pues la complejidad de las ecuaciones era enorme.

Constitución de la máquina primitiva.

La máquina primitiva está formada por dos partes: estator y rotor. El diseño de la máquina se hace en dos ejes ortogonales para independizar efectos, y un círculo. Estos ejes de sentido positivo se conocen como eje directo y eje de cuadratura, y el círculo representa al entrehierro que existe entre estator y rotor.



Las bobinas reciben un nombre formado por un superíndice y un subíndice. Tal nombre se les asigna según el eje sobre el cual producen su flujo, ya sea estator (s) o rotor (r) como superíndice, y directo (d) o cuadratura (q) como subíndice.

La fuerza magnetomotriz necesaria de una bobina para cruzar el entrehierro es

$$\mathcal{F} = \mathcal{F}_{fe} + \mathcal{F}_{entrehierro}$$

Pero tenemos que

$$\mathcal{F}_{fe} \leq \mathcal{F}_{entrehierro}$$

por lo que muchas características de la máquina pueden ser aproximadas gracias a esto. Consideramos pues al aire con características lineales, esto es:

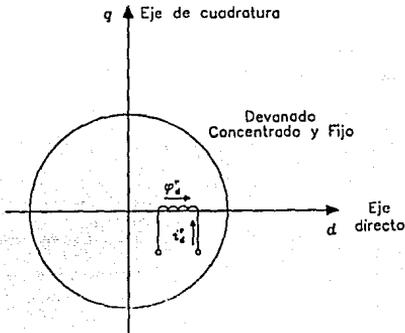
$$Ni = H\ell \quad \therefore H = \frac{Ni}{\ell} \quad ; \quad B = \mu H$$

por lo que

$$\Phi = BA = \mu HA = \frac{\mu NIA}{\ell}$$

Gracias a esto, suponiendo linealidad en todo lo restante, se tienen tres tipos de devanados:

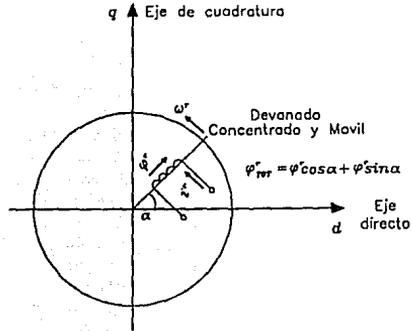
1. Concentrado y Fijo en el Espacio: como ejemplo tenemos a una máquina de cd. Este tipo de devanados genera un flujo según la regla del tirabuzón, y su sentido depende del sentido de la corriente. Esto es, una corriente será positiva cuando produzca en el devanado por el cual circula, un flujo de sentido positivo, de acuerdo con el sentido de los ejes d y q. Así,



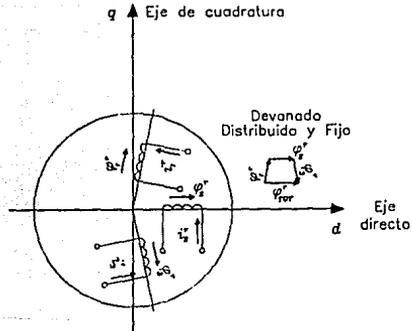
Obsérvese que también en forma esquemática las bobinas se hallan colocadas en el eje sobre el cual producen su flujo.

2. Concentrado y No Fijo en el Espacio: como ejemplo tenemos a una máquina síncrona. El flujo que genera en cada eje será dependiente del ángulo q, teniendo que el flujo se halla anclado al rotor y a sus corrientes. Anclado indica que si el rotor se

mueve, también se mueve el flujo.



3. Distribuido: en este caso el devanado se distribuye en tres bobinas, independientemente que las bobinas se conecten en serie o en paralelo.



Los efectos primitivos en las máquinas se dan entre bobinas perpendiculares, ya sea fijas o en movimiento. Sin embargo, al moverse se pierde la ortogonalidad. Existen diversos mecanismos para conservar la ortogonalidad entre bobinas, por ejemplo, el conmutador y escobillas. Por el momento, para no complicar las cosas, en la máquina primitiva aceptaremos que aunque el rotor se mueva, la bobina sigue produciendo flujo en el eje que le corresponde.

3.1. Ecuaciones de la máquina primitiva.

Estas ecuaciones de equilibrio no son lineales en su expresión más general, pero se pueden linealizar alrededor de un punto de funcionamiento.

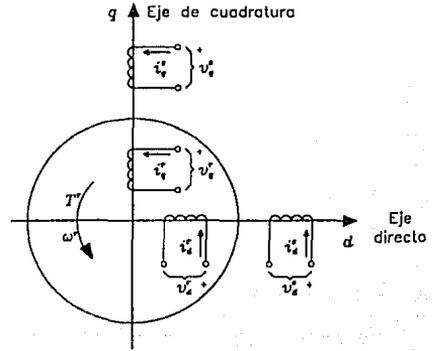
3.1.1. Sentidos de referencia.

La máquina primitiva tiene cuatro devanados, dos en el estator y dos en el rotor. Los del rotor crean un campo magnético en el cilindro del rotor, perpendicular al plano en que está colocado el devanado. El eje directo tiene como sentido positivo el de la derecha y el de cuadratura, hacia arriba. Los dos devanados del rotor son de tipo de conmutador y escobillas. Crean campos magnéticos fijos en el espacio, e independientes de la posición de rotor. Los campos del rotor se suponen dependientes únicamente de las corrientes de sus respectivos devanados. Tanto las corrientes de estator como de rotor se denominan positivas si producen un campo en sentido positivo de los ejes.

Las terminales de los cuatro devanados eléctricos y el eje mecánico de la máquina, denominadas *puertas*, representan los puntos donde la energía puede entrar o salir de la máquina primitiva.

Para un motor eléctrico, que convierte energía eléctrica en mecánica, la alimentación media de la puerta es positiva en las puertas eléctricas del dispositivo, es decir, la energía instantánea entra en el devanado. Por el contrario, para un generador, que convierte energía mecánica en eléctrica, la alimentación media será negativa en algunas puertas eléctricas.

Para la única puerta mecánica que es el eje de la máquina, se toma como sentido positivo de la velocidad angular, ω' , el contrahorario (ángulos positivos). De la misma manera, para un par T' aplicado exteriormente el sentido positivo es el contrahorario.



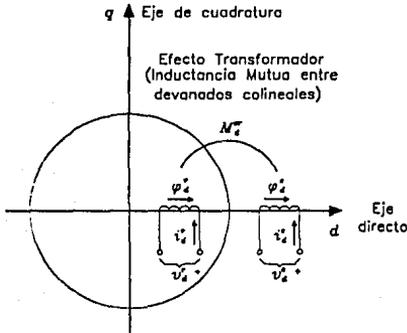
Máquina primitiva de cuatro devanados

3.1.2. Ecuaciones de equilibrio eléctrico.

Para deducir las ecuaciones de los cuatro devanados de la máquina primitiva se realiza el análisis de qué tipo de efectos se producen en cada devanado.

Efecto de transformador.

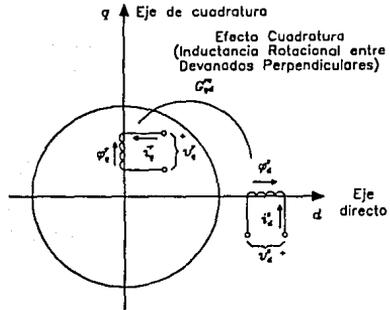
Se da entre dos bobinas que se encuentren en el mismo eje. Primeramente debe existir una corriente en el devanado para que exista un flujo que lo atraviesa. Si hay un incremento de corriente en el devanado, se provoca un incremento de flujo, el cual induce una corriente en la bobina que se halle en el mismo eje, independientemente de si pertenece al rotor o al estator. Esta corriente entonces crea un flujo de igual magnitud pero de sentido contrario, según la ley de Lenz. A este efecto también se le conoce como inductancia mutua.



Efecto de cuadratura.

Indica que aunque se mueve la bobina, no se mueve el campo producido por ella. Si se moviese, dejaría de pertenecer a los ejes o hasta cambiaría de eje. Este efecto se da entre devanados perpendiculares que se mueven, y

también se le conoce como inductancia rotacional.



Sea la bobina del rotor de cuadratura que se mueve con una velocidad angular ω^r y si llamamos e a la fuerza contraelectromotriz inducida en dicho devanado:

$$v = \omega^r$$

$$e = \mathcal{E}(B \times v)$$

en magnitud,

$$e_q^r \equiv v B_d^s = \omega^r \mu H_d^s = \omega^r r \mu \frac{N i_d^s}{\phi} = \omega^r i_d^s G_{qd}^{rs}$$

donde

$e_q^r \equiv$ voltaje inducido en la bobina del rotor de cuadratura

$\omega^r \equiv$ velocidad angular del rotor del motor

$r \equiv$ radio del rotor

$\phi \equiv$ longitud del entrehierro

$i_d^s \equiv$ corriente del devanado del estator de directa

$G_{qd}^{rs} \equiv$ inductancia rotacional provocada en el devanado del rotor de cuadratura por el devanado del estator de directa

$$G_{qd}^{rs} = \frac{\mu r N}{\phi}$$

Cabe hacer notar que para los efectos de transformador y de cuadratura, el signo de los voltajes inducidos será de acuerdo a si están o no

en oposición a la fuente de tensión del devanado correspondiente.

Devanado directo del estator.

$$V_d^s = R_d^s i_d^s + L_d^s \frac{d}{dt} i_d^s + M_d^{sr} \frac{d}{dt} i_d^r$$

donde: $R_d^s \equiv$ resistencia del devanado directo del estator.

$L_d^s \equiv$ autoinductancia del devanado directo del estator.

$M_d^{sr} \equiv$ inductancia mutua entre los devanados directos.

i_d^r e i_d^s crean un campo en el mismo sentido.

Podemos observar que la tensión mutuamente inducida es positiva. Dicho signo indica una tensión que se opone al paso de corriente en el devanado directo del estator.

Devanado de cuadratura del estator.

Siguiendo el mismo razonamiento:

$$V_q^s = R_q^s i_q^s + L_q^s \frac{d}{dt} i_q^s + M_q^{sr} \frac{d}{dt} i_q^r$$

Devanado de cuadratura del rotor.

Para los devanados del rotor tenemos que tomar en cuenta además las tensiones rotacionales, o producidas por giro:

$$V_q^r = R_q^r i_q^r + L_q^r \frac{d}{dt} i_q^r + M_q^{rs} \frac{d}{dt} i_q^s - G_{qd}^{rs} \omega^r i_d^s - G_{qd}^{rs} \omega^r i_d^r$$

donde: $G_{qd}^{rs} \equiv$ inductancia rotacional entre el devanado de cuadratura del rotor y el directo del estator.

$G_{qd}^{rr} \equiv$ inductancia rotacional entre los devanados de cuadratura y directo del rotor

El signo de estas se determina viendo si la tensión inducida por giro tiende a ayudar o a oponerse al paso de la corriente del rotor de cuadratura.

Devanado directo del rotor.

$$V_d^r = R_d^r i_d^r + L_d^r \frac{d}{dt} i_d^r + M_d^{rs} \frac{d}{dt} i_d^s - G_{dq}^{rs} \omega^r i_d^s - G_{dq}^{rs} \omega^r i_q^r$$

Las ecuaciones anteriores en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d^s + L_d^s p & 0 & M_d^{sr} p & 0 \\ 0 & R_q^s + L_q^s p & 0 & M_q^{sr} p \\ M_d^{rs} p & G_{dq}^{rs} \omega^r & R_d^r + L_d^r p & G_{dq}^{rr} \omega^r \\ -G_{qd}^{rs} \omega^r & M_q^{rs} p & -G_{qd}^{rr} \omega^r & R_q^r + L_q^r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix}$$

donde: $p = \frac{d}{dt}$ (operador diferencial u operador derivada).

$$V_{dq}^{sr} = (R + Lp + \omega^r \ell) i_{dq}^{sr}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_d^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_q^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_d^r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_q^r \end{bmatrix} \quad \ell = \begin{bmatrix} L_d^s & 0 & M_d^{sr} & 0 \\ 0 & L_q^s & 0 & M_q^{sr} \\ M_d^{rs} & 0 & L_d^r & 0 \\ 0 & M_q^{rs} & 0 & L_q^r \end{bmatrix}$$

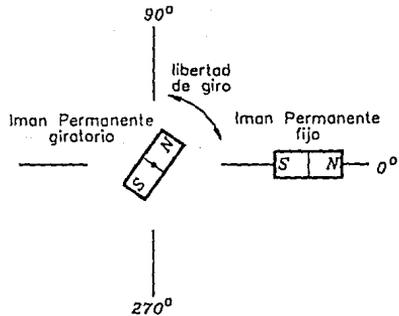
$$\ell = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_{dq}^{rs} & 0 & G_{dq}^{rr} \\ -G_{qd}^{rs} & 0 & -G_{qd}^{rr} & 0 \end{bmatrix}$$

3.1.3. Ecuaciones de equilibrio mecánico.

Habiendo analizado las partes eléctricas de la máquina primitiva solo nos falta considerar la parte mecánica o eje de la máquina.

Producción de par.

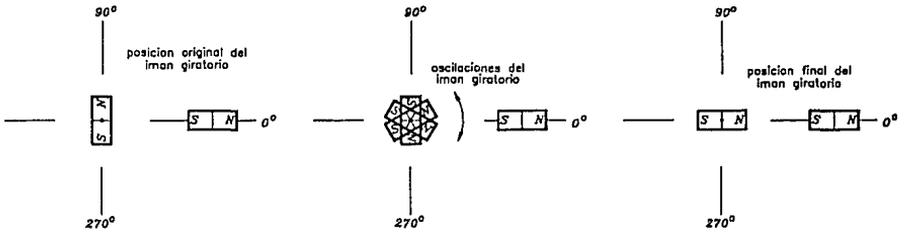
Supongamos que tenemos dos imanes permanentes, de forma paralelepípeda, cada uno con sus polos norte (N) y sur (S) correspondientes. Uno colocado en posición horizontal y fijo en el espacio. El otro con un eje central justo entre la división de los polos, que le permite dar vueltas sobre sí mismo, todo como se indica en la figura:



Si colocamos al imán giratorio en posición completamente vertical (a 90°), como se indica en la figura, la acción de los campos hará que se atraiga moviendo el polo norte del imán giratorio hacia el polo sur del imán fijo. Debido a cuestiones de inercia, el imán giratorio no se detendrá en la posición horizontal (a 0°), sino que continuará moviéndose disminuyendo su velocidad, hasta que se detenga en un punto casi en posición invertida

(casi a 270°), gracias de nuevo al efecto del polo sur del imán fijo, y comience a girar en sentido contrario. Este proceso se repite, produciéndose oscilaciones cada vez menores del imán giratorio,

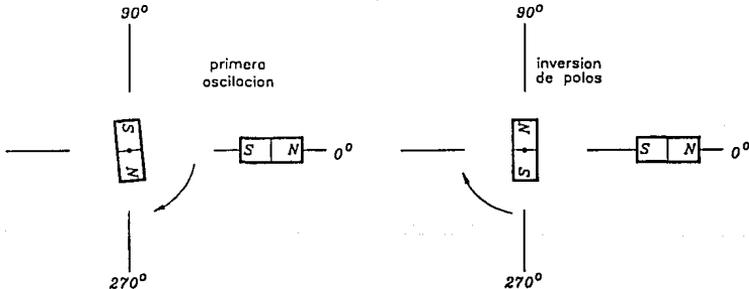
como las de un péndulo, hasta que se detiene por completo y queda alineado con el imán fijo, debido a la acción del campo de este último.



Como hemos visto, dos imanes, al encontrarse sobre el mismo eje longitudinal, tienen la característica de tener enlazados sus campos (efecto de transformador). En cambio, esos dos imanes, al no encontrarse alineados tienen la característica de producir rotación. Obviamente la rotación será máxima mientras más alejados, angularmente hablando, estén los polos entre sí, llegando a la conclusión de que el máximo giro se realiza cuando la posición del imán giratorio es de

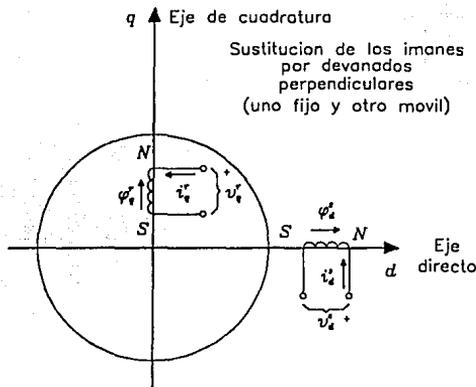
90 grados respecto al imán fijo. Esto se conoce como producción de par.

Ahora bien, tomemos en cuenta cuando el imán giratorio realiza su primera (y por lo tanto máxima) oscilación, hasta llegar a casi los 270 grados. Si suponemos que en el momento en que llega a este punto pudiésemos invertir sus polos, haciendo que el polo S fuese un nuevo polo N y viceversa, tendríamos de hecho la misma situación de producción de par máximo.



Si sustituimos a los imanes permanentes por bobinas, las cuales funcionarían como electroimanes, tendremos el mismo efecto de producción de par, y para producir una condición

de producción de par máximo (esto es, para mantener la ortogonalidad entre las bobinas) se utiliza en las máquinas de cd un mecanismo de conmutador y escobillas.



El par aplicado exteriormente al eje de la máquina tiene que compensarse con varios tipos de pares generados como son, un efecto de inercia, un par viscoso o de resistencia del aire, par de elasticidad debido a la torsión del eje y un par de origen eléctrico que se ejerce sobre el rotor, el cual proporciona la interacción entre las puertas eléctricas y mecánicas y, por tanto, la posibilidad de conversión de energía.

La ecuación de la puerta mecánica sería entonces:

$$T^x = J \frac{d\omega^x}{dt} + D\omega^x + \frac{1}{K} \int_{-\infty}^t \omega^x dt + T_e$$

donde: $T^x \equiv$ par exterior aplicado.

$J \equiv$ momento de inercia total polar del rotor.

$D \equiv$ coeficiente angular de fricción viscosa.

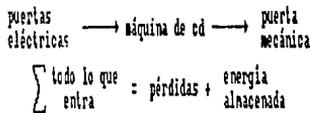
$K \equiv$ deformación del eje del rotor.

$T_e \equiv$ par de origen eléctrico.

T^x es positivo cuando su sentido de giro es el mismo que ω^x . Los demás pares se oponen a este último por lo que se toman como positivos cuando su sentido es el contrario al positivo de la velocidad angular.

Par eléctrico.

Se obtiene a partir del primer principio de la Termodinámica, que establece que una parte de la energía mecánica de un sistema puede convertirse en una cantidad equivalente de calor y viceversa. Aplicando esto a un motor de cd:



Esto es, la suma algebraica del flujo de energía que entra por las puertas mecánicas y eléctricas de la máquina primitiva, se transforma en energía almacenada o en energía perdida. Matricialmente, se tiene que la potencia total instantánea suministrada en las cinco puertas es:

$$P_{dq}^{total} = P_{dq}^{sr} + P_m^r = (i_{dq}^{sr})^t v_{dq}^{sr} + \omega^r T^r$$

donde:

P_{dq}^{total} \equiv potencia instantánea total en todas las puert

P_{dq}^{sr} \equiv potencia instantánea en las puert eléctric

P_m^r \equiv potencia instantánea en la puert mecánic

Sustituyendo los valores de las matrices y del par del rotor, se obtiene:

$$P_{dq}^{total} = (i_{dq}^{sr})^t R (i_{dq}^{sr}) + (i_{dq}^{sr})^t Z (i_{dq}^{sr}) + (i_{dq}^{sr})^t \omega^r \rho (i_{dq}^{sr}) + \omega^r J p \omega^r + \omega^r D \omega^r + \omega^r T_e$$

Los términos de esta última ecuación se pueden identificar como:

Pérdida de potencia = $P_{dq}^{perd} + P_m^{perd} = (i_{dq}^{sr})^t \lambda (i_{dq}^{sr}) + \omega^r D \omega^r$

Potencia almacenada = $P_{dq}^{alm} + P_m^{alm} = (i_{dq}^{sr})^t Z (i_{dq}^{sr}) + \omega^r J p \omega^r$

Pero restan dos términos, los cuales no son ni pérdidas ni almacenamiento, son transmitidos, entonces los igualamos a cero:

$$(i_{dq}^{sr})^t \omega^r \rho (i_{dq}^{sr}) + \omega^r T_e = 0$$

y de aquí,

$$T_e = - (i_{dq}^{sr})^t \rho (i_{dq}^{sr})$$

obteniéndose la expresión para el par de origen eléctrico. Sustituyéndola en la ecuación de la puert mecánic, tendremos finalmente:

$$T^r = (Jp + D) \omega^r - (i_{dq}^{sr})^t \rho (i_{dq}^{sr})$$

3.1.4. Ecuaciones generales de la máquina primitiva.

El conjunto completo de ecuaciones de equilibrio de la máquina primitiva, una para cada puert, son:

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d^s + L_d^s p & 0 & M_d^{sr} p & 0 \\ 0 & R_q^s + L_q^s p & 0 & M_q^{sr} p \\ M_d^{rs} p & G_{dq}^{rs} \omega^r & R_d^r + L_d^r p & G_{dq}^{rr} \omega^r \\ -G_{qd}^{rs} \omega^r & M_q^{rs} p & -G_{qd}^{rr} \omega^r & R_q^r + L_q^r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix}$$

$$T^r = (Jp + D) \omega^r + \left[G_{qd}^{rr} - G_{dq}^{rr} \right] i_d^r i_q^r - G_{dq}^{rs} i_q^s i_d^r + G_{qd}^{rs} i_d^s i_q^r$$

3.2. Ecuaciones de la máquina de corriente directa.

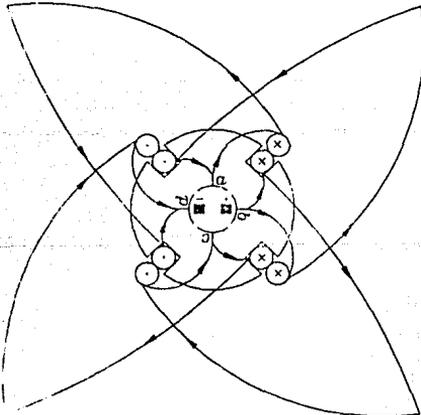
Los dispositivos que más se parecen a la máquina primitiva son los que llevan incorporados un conmutador y escobillas. Las ecuaciones de funcionamiento de dichos dispositivos se obtienen con facilidad a través de las de la máquina primitiva.

Aquí trataremos a tales ecuaciones con todos los parámetros involucrados independientes entre sí, lo que arroja resultados válidos en la práctica si se considera un rango determinado de funcionamiento cercano al régimen estacionario, teniendo de esta forma un comportamiento lineal de la respuesta transitoria.

Funcionamiento del conmutador

El fenómeno de conmutación puede derivarse de un conmutador con pocas delgas y generalizarse para cualquier número de delgas. En este caso observaremos la figura siguiente:

Conmutador de un Motor de cd



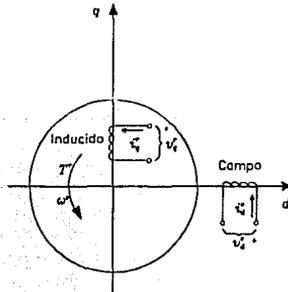
El conmutador presentado es de 4 bobinas, 4 delgas y dos escobillas (carbones). En la figura se han señalado los sentidos de las corrientes para la alimentación mostrada. Nótese que dicho sentido forma dos circuitos eléctricos que van desde el positivo (+) en la delga b hasta el negativo (-) en la delga d. El recorrido se realiza de tal forma que por las 4 bobinas circula la misma corriente, siempre y

cuando las características de todas la bobinas sean iguales. Al girar 90° , el sentido de las corrientes en la mitad de las trayectorias cambia pero no su magnitud, manteniendo ahora su capacidad de producir par al máximo, disminuyendo mientras gira. Así, vemos que mientras más bobinas y delgas tenga el rotor, más rápido recobrará la posición de par máximo, aunque su número está determinado por las limitaciones físicas de los materiales y de construcción.

3.2.1. Máquina con dos devanados y conmutador.

Muchas de las máquinas de cd que existen en la práctica, ya sean generadores o motores, están compuestas por un estator de una sola bobina, y de un rotor también de una sola bobina. Este último tiene un dispositivo de conmutador y escobillas. Para generalizar, empezaremos con un análisis de una máquina de cd de dos devanados.

A partir de la máquina primitiva, tenemos que la máquina de cd de dos devanados se obtiene eliminando un devanado del rotor y uno del estator, obteniéndose el modelo que sigue:



Máquina con dos devanados y conmutador

Las ecuaciones de equilibrio son entonces:

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d^s + L_d^s p & 0 \\ -G_{qd}^s \omega^s & R_q^s + L_q^s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix}$$

$$T^s = J \frac{d\omega^s}{dt} + D\omega^s + T_e$$

El par de origen eléctrico viene dado por:

$$T_e = - \frac{P_e}{\omega^s} = - \frac{-G_{qd}^s \omega^s i_d^s i_q^s}{\omega^s} = G_{qd}^s i_d^s i_q^s$$

Entonces, las tres ecuaciones de equilibrio, correspondientes a las tres puertas de la máquina de dos devanados y conmutador serán:

$$\begin{aligned} V_d^s &= (R_d^s + L_d^s p) i_d^s \\ V_q^s &= -G_{qd}^s \omega^s i_d^s + (R_q^s + L_q^s p) i_q^s \\ T^s &= (Jp + D)\omega^s + G_{qd}^s i_d^s i_q^s \end{aligned}$$

Estas tres ecuaciones generales son no lineales y contienen seis variables de puerta, por tanto, podremos elegir arbitrariamente otras tres ecuaciones independientes para poder resolver el sistema. La solución de este sistema de ecuaciones se presenta por medio de una simulación al final de este capítulo.

Generalmente, las tres ecuaciones adicionales especifican algunas de las variables como funciones explícitas del tiempo, variables que se conocen como funciones de fuerza, puesto que literalmente fuerzan la respuesta resultante.

De esta manera podríamos tener a manera de ejemplo un sistema con una carga mecánica situada en la puerta mecánica, y como segundo ejemplo, una carga eléctrica en una puerta eléctrica.

Ahora bien, antes de considerar a las máquinas prácticas, es conveniente efectuar un pequeño cambio en la forma de las variables de puerta. Muchas máquinas de cd funcionan casi toda su vida en régimen estacionario, lo cual significa que todas las variables de puerta han llegado a valores que permanecen relativamente constantes.

Cuando esto sucede, puede llegar a existir alguna perturbación, que conducirá a un estado transitorio

y la máquina buscará otro punto de funcionamiento estacionario. Tendremos entonces que buscar un conjunto de ecuaciones diferenciales lineales que nos describan ambos comportamientos. Tenemos que estar convencidos de que los parámetros antes y después del transitorio son constantes.

Si elegimos los subíndices cero y uno para diferenciar entre el estado estable y el transitorio, respectivamente, podemos expresar a las seis variables de puerta como la suma de las componentes estacionarias, de valor constante, más las transitorias, variables en el tiempo y de magnitudes pequeñas comparadas con las estacionarias. Esto es:

$$\begin{aligned} V_d^s &= V_{d0}^s + V_{d1}^s & V_q^s &= V_{q0}^s + V_{q1}^s & T^s &= T_0^s + T_1^s \\ i_d^s &= i_{d0}^s + i_{d1}^s & i_q^s &= i_{q0}^s + i_{q1}^s & \omega^s &= \omega_0^s + \omega_1^s \end{aligned}$$

Sustituyendo estos valores en las tres ecuaciones del modelo de la máquina de cd, tendremos:

$$\begin{aligned} V_{d1}^s + V_{d0}^s &= (R_d^s + L_d^s p)(i_{d0}^s + i_{d1}^s) \\ V_{q1}^s + V_{q0}^s &= -G_{qd}^s (\omega_0^s + \omega_1^s)(i_{d0}^s + i_{d1}^s) + (R_q^s + L_q^s p)(i_{q0}^s + i_{q1}^s) \\ T_1^s + T_0^s &= (Jp + D)(\omega_0^s + \omega_1^s) + G_{qd}^s (i_{d0}^s + i_{d1}^s)(i_{q0}^s + i_{q1}^s) \end{aligned}$$

Estas ecuaciones deben ser válidas en el punto estacionario, puesto que representan a las ecuaciones generales de las puertas, lo cual significa que siguen siendo aplicables si se hacen cero las partes variables con el tiempo, o sea, las que llevan el subíndice 1. Efectuando esto último, tendremos:

$$\begin{aligned} V_{d0}^s &= R_d^s i_{d0}^s \\ V_{q0}^s &= -G_{qd}^s \omega_0^s i_{d0}^s + R_q^s i_{q0}^s \\ T_0^s &= D\omega_0^s + G_{qd}^s i_{d0}^s i_{q0}^s \end{aligned}$$

después de haber hecho igual a cero todos los términos que contienen al operador p, pues se opera con valores estacionarios constantes.

Restando las ecuaciones anteriores a las que se obtuvieron para la suma de componentes estacionarias y transitorias, resultan las ecuaciones que tienen partes dependientes del tiempo:

$$\begin{aligned} V_{d1}^s &= (R_d^s + L_d^s p) i_{d1}^s \\ V_{q1}^s &= -G_{qd}^s \omega_0^s i_{d1}^s - G_{qd}^s \omega_1^s i_{d0}^s - G_{qd}^s \omega_1^s i_{d1}^s + (R_q^s + L_q^s p) i_{q1}^s \\ T_1^s &= (Jp + D)\omega_1^s + G_{qd}^s i_{d0}^s i_{q1}^s + G_{qd}^s i_{d1}^s i_{q0}^s + G_{qd}^s i_{d1}^s i_{q1}^s \end{aligned}$$

Estas seis últimas ecuaciones representan de forma muy útil a la máquina de dos devanados. Las tres primeras se refieren al funcionamiento estacionario. Las otras tres nos expresan cómo varían los parámetros de la máquina, en un entorno alrededor de el punto marcado por las ecuaciones de régimen permanente. Cabe hacer notar que las dos últimas ecuaciones no son lineales. El conocimiento del funcionamiento estático de la máquina suele dar información suficiente para solventar la dificultad analítica que introducen los términos no lineales en las ecuaciones con variables en el tiempo. La mejor forma de adquirir tal conocimiento es considerar ciertas máquinas que se aplican en la realidad.

Aquí vale la pena indicar, por último, que al devanado del estator de la máquina de cd se conoce por convenio como inductor, así como al devanado del rotor se le conoce como inducido.

3.2.2. Generador de corriente directa.

Nuestra primera máquina real será un generador de cd, el cual recibe potencia mecánica y entrega potencia eléctrica en forma de corriente continua. Normalmente, su rotor trabaja a velocidad angular constante. Entonces, la primera ecuación adicional vendrá dada por:

$$\omega^r(t) = \omega_0^r \text{ (constante)}$$

Deberá especificarse la tensión aplicada al inductor, siendo la segunda ecuación adicional:

$$V_d^s \equiv V_d^s(t) = V_{d0}^s + V_{d1}^s(t)$$

Para un generador, el inducido es la puerta desde la que se obtiene la potencia eléctrica de salida. Si suponemos aplicada una carga lineal a esta puerta, que esté constituida por una combinación de resistencia, inductancia y capacitancia, se puede determinar una relación entre las variables de puerta, siendo esta:

$$-v_q^r = Z_L(p) i_q^r$$

donde Z_L es cierta función del operador lineal p . El signo menos de la ecuación anterior, resulta de haber supuesto una carga pasiva. Esta se convierte en nuestra tercera ecuación adicional.

Con estas tres ecuaciones que nos ligan a las tres ecuaciones de la máquina de cd, tenemos información suficiente para determinar las seis variables de puerta del generador, y para

simplificar el análisis, consideraremos a $Z_L(p)$ igual a R_L , una resistencia pura.

Funcionamiento en estado permanente de un generador

Si eliminamos las variables con subíndice cero, obtenemos fácilmente las ecuaciones correspondientes para el inductor y el inducido:

$$V_d^s = R_d^s i_d^s$$

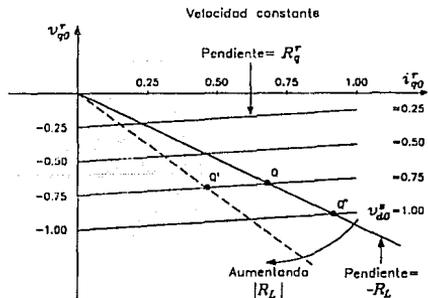
$$V_q^r = -G_{qd}^r \omega_0^r i_d^s + R_q^r i_q^r$$

de estas dos, sustituyendo la primera en la segunda, se obtiene:

$$V_q^r = - \frac{G_{qd}^r \omega_0^r V_d^s}{R_d^s} + R_q^r i_q^r$$

la representación gráfica de esta ecuación, en valores por unidad, se da a continuación, para diversos voltajes de inductor, así como también se grafica la ecuación

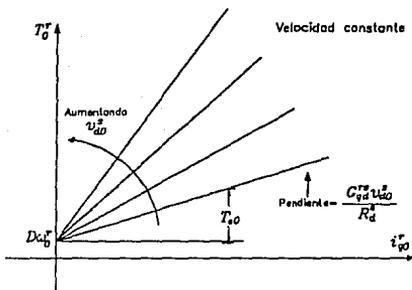
$$-v_q^r = R_L i_q^r$$



donde se puede apreciar que la tensión de salida es negativa para una tensión de entrada positiva, y viceversa. Cuando existe mayor carga, es decir, R_L crece, el punto de operación cambia de Q a Q' manteniendo el voltaje de inducido constante. A su vez, si mantenemos la carga constante no moviendo el valor de R_L , el punto de operación pasará de Q a Q'' .

La ecuación de la puerta del rotor y su gráfica, para régimen permanente, sustituyendo la ecuación del inductor en ella, son:

$$T_o^r = D\omega_o^r + \frac{G_{qd}^{rs} i_q^r V_{d0}^s}{R_d^s}$$



En esta figura nos damos cuenta de que las curvas cortan el eje de par en el valor del par de resistencia del aire, determinado por D, y que aún si el voltaje del inductor es cero, la pendiente de la curva sería cero, necesiándose únicamente dicho par de resistencia del aire para producir el voltaje de salida.

De esta manera determinamos que el par aplicado, en exceso sobre de resistencia del aire, es el par de origen eléctrico.

Utilizando las dos últimas figuras se puede determinar el punto de funcionamiento del generador de cd, para una resistencia de carga dada, obteniéndose el valor de la corriente del inducido y gracias a esta, el par necesario para mantener constante la velocidad angular del rotor, todo en base a una determinada tensión de inductor.

Si multiplicamos la última ecuación por la velocidad angular de régimen permanente, obtenemos la distribución, en estado estacionario, de la potencia mecánica de entrada.

$$T_o^r \omega_o^r = D(\omega_o^r)^2 + \frac{G_{qd}^{rs} i_q^r V_{d0}^s \omega_o^r}{R_d^s}$$

potencia mecánica pérdida por rozamiento del aire potencia convertida

Análogamente, multiplicando la ecuación resultante de sustituir la corriente de inductor en la ecuación del inducido y efectuando algunas

transformaciones, obtenemos que la potencia mecánica se pierde en efecto Joule (calentamientos óhmicos) en el circuito de inducido y el sobrante de potencia sale por la puerta del inducido en forma de potencia eléctrica, utilizable en cualquier carga eléctrica determinada. Así:

$$\frac{G_{qd}^{rs}}{R_d^s} V_{d0}^s i_q^r = R_q^s (i_q^r)^2 + V_{d0}^s i_q^r$$

potencia convertida pérdida óhmica potencia eléctrica de salida

Dado lo cual, la eficiencia del generador, en estado permanente, viene dada por:

$$\text{eficiencia} = \eta = \frac{V_{d0}^s i_q^r}{T_o^r \omega_o^r + V_{d0}^s i_q^r}$$

en la que el denominador representa la potencia total de entrada suministrada a las puertas del rotor y del inductor, y el numerador la potencia de salida por el inducido. Si escribimos la eficiencia en términos de potencia de salida más las pérdidas, queda:

$$\eta = \frac{V_{d0}^s i_q^r}{V_{d0}^s i_q^r + R_q^s (i_q^r)^2 + R_d^s (i_q^r)^2 + D(\omega_o^r)^2}$$

Funcionamiento en estado transitorio de un generador

Ahora trataremos de averiguar qué sucede entre dos puntos de operación en estado permanente, es decir, si cambia, por ejemplo, la tensión del inductor, cómo se comporta el par aplicado.

En las ecuaciones que se obtuvieron para el régimen transitorio, podemos eliminar todos los términos que contienen la velocidad transitoria del rotor, puesto que se supone que la máquina está trabajando a velocidad constante, teniendo así:

$$V_{d1}^s = (R_d^s + L_d^s p) i_{d1}^s$$

$$V_{q1}^s = -G_{qd}^{rs} \omega_o^r i_{d1}^s + (R_q^s + L_q^s p) i_{q1}^s$$

$$T_{i1}^r = G_{qd}^{rs} d_o^s i_{q1}^s + G_{qd}^{rs} i_{d1}^s + G_{qd}^{rs} d_1^s i_{q1}^s$$

Con las dos ecuaciones de voltaje y, de igual manera que en el caso permanente, con las ecuaciones adicionales de tensión de inductor y de tensión de inducido con carga, se tiene un sistema

de 4 ecuaciones con 4 variables dependientes. La tercera ecuación aquí presentada representa la parte dependiente del par aplicado, necesaria para mantener constante la velocidad angular del rotor, en función de las corrientes eléctricas. Al resolver el sistema de 4x4 se conocerán las corrientes y por tanto el par necesario.

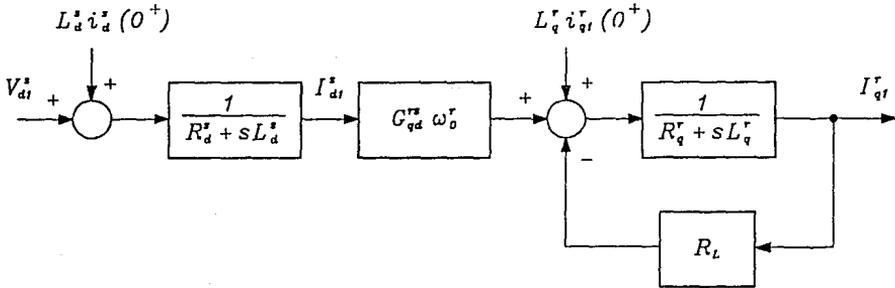
Aplicando la transformada de Laplace a las dos ecuaciones de voltaje últimas, tenemos:

$$V_{d1}^s = R_d^s I_{d1}^s + L_d^s \left[s I_{d1}^s - i_{d1}^s(0^+) \right]$$

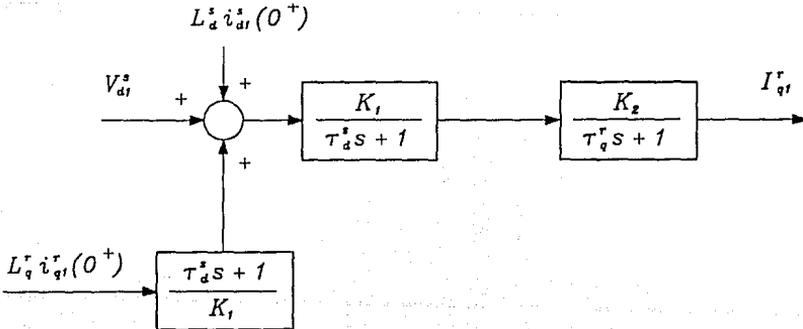
$$V_{q1}^s = -G_{qd}^s I_{d1}^s + R_q^s I_{q1}^s + L_q^s \left[s I_{q1}^s - i_{q1}^s(0^+) \right]$$

donde las letras mayúsculas indican funciones de la variable s de Laplace. Aquí necesitamos dos condiciones iniciales, que son los valores iniciales de las corrientes incrementales del inductor e inducido. El régimen transitorio se presenta entre dos puntos de operación en estado permanente, lo cual nos lleva a que las condiciones iniciales que se buscan sean las que existen en $t=0$

En la siguiente figura se representa un diagrama de bloques correspondiente a las dos ecuaciones anteriores:



Representando el mismo diagrama con algunas modificaciones y simplificaciones:



Las constantes de tiempo y las constantes vienen dadas por:

$$K_1 = \frac{G_{qd}^r i_q^r}{R_d^s} \quad K_2 = \frac{1}{R_q^r + R_L} \quad [0^{-1}]$$

$$T_d^s = \frac{R_d^s}{L_d^s} \quad T_q^r = \frac{L_q^r}{R_q^r + R_L} \quad [s]$$

Notamos que las condiciones iniciales sirven realmente como *funciones de fuerza* en el último diagrama de bloques. Las relaciones de transferencia de que hay entre cada una de las tres funciones de fuerza y la corriente de respuesta del inducido, se pueden deducir a partir de tal diagrama.

3.2.3. Motor de corriente directa.

Si la máquina de dos devanados que se derivó de la máquina primitiva recibe potencia en sus dos puertas eléctricas, entregará potencia por la puerta mecánica. Esta modalidad de uso de la máquina de dos devanados se conoce como funcionamiento como motor. Las tensiones aplicadas al inductor y al inducido de dicha máquina tienen valores determinados, así, la tensión del inductor, y análogamente, la del inducido, vienen dadas por:

$$v_d^s \equiv v_d^s(t) = v_{d1}^s + v_{d2}^s(t)$$

$$v_q^r \equiv v_q^r(t) = v_{q1}^r + v_{q2}^r(t)$$

donde los parámetros con subíndices 0 y 1 son valores conocidos. La tercera ecuación adicional es la especificación de la carga mecánica. Lo mismo que en el caso eléctrico de la carga eléctrica del generador, esta tercera ecuación puede tomar la forma de:

$$-T^r = L(p)\omega^r$$

en el caso de que la carga mecánica incluya efectos de inercia, resistencia del aire, y posiblemente, elasticidad del eje, y siendo $L(p)$ una función conveniente del operador diferencial. El signo de la ecuación anterior resulta de suponer una carga pasiva y el convenio de signos elegido

para todas las variables de puerta es tal, que el flujo de energía tiene sentido entrante en todas las puertas. Sin embargo, con frecuencia se puede especificar la carga mecánica, con tal de que el par de la carga se mantenga constante, independientemente de la velocidad del rotor. Esta forma de carga mecánica viene especificada por:

$$-T^r = T_{0L}^r \operatorname{sgn}(\omega^r)$$

donde sgn es la función signo, que toma valores de -1 si $\omega^r < 0$, y $+1$ si $\omega^r > 0$, y cuyo objeto es el de asegurar una carga pasiva o un flujo de energía que sale de la puerta mecánica, hacia el par de carga constante. Dicho en otras palabras, el par de carga solo puede recibir energía. Así tenemos ya nuestras tres ecuaciones adicionales que definen al motor de cd, y de ellas podemos derivar los estados permanente y transitorio del motor de cd.

Funcionamiento en estado permanente de un motor

Deducimos el circuito en régimen estacionario para un motor de cd, sabiendo que los elementos que tienen subíndice 1 son nulos en este caso. De esta forma, las tres ecuaciones de equilibrio resultan siendo idénticas a las que se obtuvieron en el caso del generador en estado permanente, siendo estas y su correspondiente circuito:

$$v_{d0}^s = R_d^s i_{d0}^s$$

$$v_{q0}^r = -G_{qd}^r \omega^r i_{d0}^s + R_q^r i_{q0}^r$$

$$T_{00}^r = D\omega_{00}^r + G_{qd}^r i_{d0}^s i_{q0}^r$$

Así también:

$$v_{q0}^r = -\frac{G_{qd}^r \omega^r v_{d0}^s}{R_d^s} + R_q^r i_{q0}^r$$

$$T_{00}^r = D\omega_{00}^r + \frac{G_{qd}^r i_{q0}^r v_{d0}^s}{R_d^s}$$

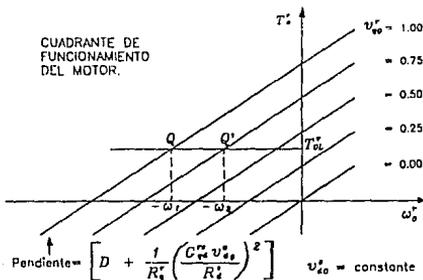
Despejando la corriente del rotor de la primera ecuación, sustituyéndola en la segunda y efectuando algunas transformaciones, queda:

$$T_e^* = \left[D + \frac{1}{R_a^*} \left(\frac{G_{qd}^* v_{d0}^*}{R_d^*} \right)^2 \right] \omega_r^* + \frac{G_{qd}^*}{R_d^* R_a^*} v_{d0}^* v_{q0}^*$$

Control de Inducido o de armadura.

Se puede analizar el funcionamiento en estado permanente, representando gráficamente esta última ecuación, conocida como característica de la puerta de salida mecánica, manteniendo constante una de las tensiones y usando la otra como parámetro, y viceversa, obteniendo así dos familias de curvas. Manteniendo constante la tensión de la puerta del inductor y variando la tensión de la puerta del inducido, tenemos un control de inducido o de armadura; asimismo, manteniendo constante el voltaje del rotor y variando el voltaje del estator, se tiene un control de inductor o de campo. Otro método de conseguir el control de inductor es variando la resistencia de su circuito, lo cual equivale al ajuste de la tensión de inductor. Este último método es mucho más usado en la práctica.

La figura que a continuación se muestra, representa al par aplicado en la puerta mecánica, en función de la velocidad angular del rotor, con control de inducido, y tomando en cuenta que la velocidad angular es negativa, el par de carga constante tiene como coeficiente un signo menos, resultado de la función *sgn*. Aquí apreciamos que la intersección de la curva del par de carga, con la curva de salida apropiada, nos da el punto de operación del motor de cd.

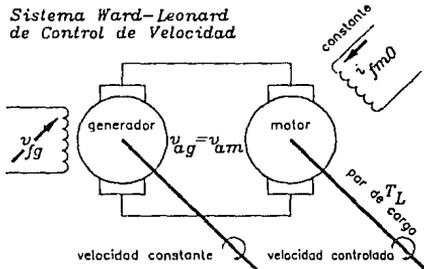


A manera de ejemplo: Se puede regular la velocidad del motor de una manera suave, entre cero y una cantidad ω_1 , controlando la tensión de inducido (si se usa como límite la tensión nominal del inducido), para cada valor de carga particular

aplicada. Dentro de este margen de velocidades, la tensión de inducido variará entre un 40% (aproximadamente) del valor nominal, y el 100% del voltaje del rotor. La principal ventaja del control por inducido es la facilidad con la que se regula la velocidad del motor en un amplio margen, desde cero hasta un cierto valor máximo, dependiente de las condiciones fijadas a la carga.

Sistema Ward-Leonard

Uno de los métodos más utilizados para efectuar el control de inducido es el sistema Ward-Leonard, representado en la siguiente figura:

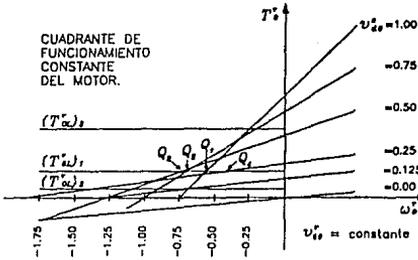


El motor trabaja con una corriente de inductor constante, i_{Lm} , y con un par de carga aplicado constante, T_L . Un generador de corriente continua, que gira a velocidad constante, suministra la tensión de inducido del motor, y mediante el control de la tensión de inductor del generador, v_g , se puede controlar la tensión de inducido del motor, y por tanto, la velocidad del motor. El sistema Ward-Leonard necesita como mínimo dos máquinas, además del motor principal de corriente continua (considerando como mecanismo primario al generador de corriente continua). Los gastos suplementarios debidos a estas máquinas se justifican por la capacidad que tienen para realizar ajustes precisos con un amplio margen de velocidad.

Control de inductor o de campo.

Asimismo, la siguiente figura nos representa un control de inductor. Obsérvese que al disminuir la tensión del inductor aumenta la velocidad del motor. También, si se reduce el par de carga la velocidad aumenta mientras el voltaje del estator

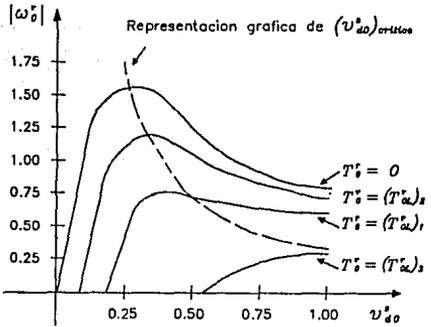
disminuye. Así vemos que para un par de carga más pequeño existe un rango de control de velocidad más grande, ajustando la tensión de campo. El control de inductor depende de la magnitud de la carga.



Si transformamos un poco la última ecuación, se tiene una visión más clara de los efectos del control de inductor:

$$-\omega_0^x = \frac{\frac{G_{qd}^{xs}}{R_d^x R_q^x} v_{d0}^s v_{q0}^x - T_0^x}{D + \frac{1}{R_q^x} \left[\frac{G_{qd}^{xs} v_{d0}^s}{R_d^x} \right]^2}$$

En la siguiente figura se muestra graficada esta ecuación, en valor absoluto, para los mismos pares de carga de la figura anterior. Obsérvese que se puede aumentar la velocidad disminuyendo el voltaje del estator, pero si se disminuye por debajo de un valor crítico, la velocidad del motor disminuirá. Este valor crítico de la tensión de inductor, en el que tenemos la máxima velocidad angular, para un par de carga dado, puede hallarse fácilmente sin más que hacer igual a cero la primera derivada de la ecuación anterior, respecto a la tensión de campo.



Al resolver la ecuación que resulta obtenemos la siguiente expresión del valor crítico de la tensión del inductor:

$$v_{d0crit}^s = \frac{R_d^x R_q^x v_q^x}{G_{qd}^{xs} v_q^x} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{D}{R_q^x} \left[\frac{v_q^x}{T_0^x} \right]^2} \right]$$

Conociendo la magnitud del par de carga constante, de la tensión de inductor aplicada, también constante, y del resto de los parámetros que intervienen en esta ecuación, se podrá determinar el valor crítico de la tensión de inductor por debajo del cual disminuye la velocidad.

La ventaja más importante del control de campo es la sencillez de aplicación de este tipo de control. Como el devanado inductor es, normalmente, un circuito de baja potencia, comparada con las potencias de las otras dos puertas, resulta muy fácil regular su potencia. El ajuste de un reóstato, en serie con el devanado inductor es equivalente al ajuste de la tensión real aplicada al inductor.

El inconveniente más grave de este método es el carácter general de las curvas indicadas en la última figura. El control de la velocidad del motor depende en gran parte de la carga que pongamos al eje de la máquina, por lo que, para cargas variables, este tipo de control es menos útil que el control de inductor. Asimismo el margen de velocidad posible es menor al posible en el control de inductor.

Los flujos de energía son como sigue para un motor de cd:

$$i_{d0}^2 \frac{v^2}{d\theta} = R_d^2 (i_{d0}^2)^2$$

potencia suministrada al inductor pérdida por efecto Joule

$$i_{q0}^2 \frac{v^2}{d\theta} = -G_{qd}^2 \omega_0^2 i_{q0}^2 + R_q^2 (i_{q0}^2)^2$$

potencia suministrada al inductor pérdida por efecto Joule
potencia transferida a la flecha (convertida)

$$-G_{qd}^2 \omega_0^2 i_{q0}^2 = D(\omega_0^2)^2 + \text{sgn}(\omega_0) \omega_0^2 T_L$$

convertida (mec. de salida) pérdidas por rozamiento potencia entregada

Podemos resumir tales expresiones de flujo de energía con la eficiencia total del motor de cd con excitación independiente en estado estacionario:

$$\text{eficiencia} = \eta = \frac{T_0 \omega_0^2}{v_{d0}^2 i_{d0}^2 + v_{q0}^2 i_{q0}^2} = \frac{\text{potencia entregada}}{\text{potencia suministrada}}$$

Si expresamos la potencia de entrada del denominador, en la forma de la potencia de salida más las pérdidas, la expresión anterior se convierte en:

$$\eta = \frac{T_0 \omega_0^2}{T_0 \omega_0^2 + R_q^2 (i_{q0}^2)^2 + R_d^2 (i_{d0}^2)^2 + D(\omega_0^2)^2}$$

Funcionamiento en estado transitorio de un motor

De igual forma que en el caso del generador, las ecuaciones de las variables de puesta dependientes del tiempo son:

$$v_{d1}^2 = (R_d^2 + L_d^2 p) i_{d1}^2$$

$$v_{q1}^2 = -G_{qd}^2 \omega_1^2 i_{q1}^2 - G_{qd}^2 \dot{\omega}_1^2 i_{q1}^2 - G_{qd}^2 \omega_1^2 i_{q1}^2 + (R_q^2 + L_q^2 p) i_{q1}^2$$

$$T_1^2 = (Jp + D) \omega_1^2 + G_{qd}^2 \dot{\omega}_1^2 i_{q1}^2 + G_{qd}^2 \omega_1^2 i_{q1}^2 + G_{qd}^2 \omega_1^2 i_{q1}^2$$

Estas ecuaciones son diferenciales no lineales, puesto que contienen productos de variables desconocidas. Como aproximación, se consideran despreciables los términos que contienen variables con subíndice 1, pues se está tratando con valores incrementales pequeños (el producto sería aún más pequeño) si los referimos a los valores estacionarios. Esta aproximación será más válida cuanto menores sean las variaciones. Despreciando los términos no lineales, la transformada de Laplace aplicada a las últimas ecuaciones es:

$$V_{d1}^2 = R_d^2 i_{d1}^2 + L_d^2 \left[s I_{d1}^2 - i_{d1}^2(0^+) \right]$$

$$V_{q1}^2 = -G_{qd}^2 \omega_1^2 i_{q1}^2 + R_q^2 i_{q1}^2 + L_q^2 \left[s I_{q1}^2 - i_{q1}^2(0^+) \right] - G_{qd}^2 \dot{\omega}_1^2 i_{q1}^2$$

$$T_1^2 = \frac{G_{qd}^2 i_{q1}^2 T_L^2}{G_{qd}^2 \omega_1^2 i_{q1}^2} + D \omega_1^2 + J \left[s \Omega_1^2 - \omega_1^2(0^+) \right]$$

La figura siguiente es un diagrama de bloques representativo de estas ecuaciones. Observamos que los valores de las variables, correspondientes a puntos de funcionamiento en régimen permanente, aparecen como coeficientes en algunos puntos del diagrama. Así, al variar las condiciones de funcionamiento quedará radicalmente afectada la respuesta transitoria de la máquina.

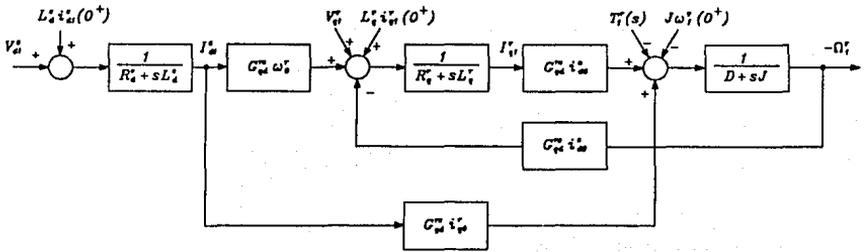


Diagrama de bloques de las ecuaciones de un motor de continua de excitación independiente.

Este diagrama se puede transformar en el que sigue:

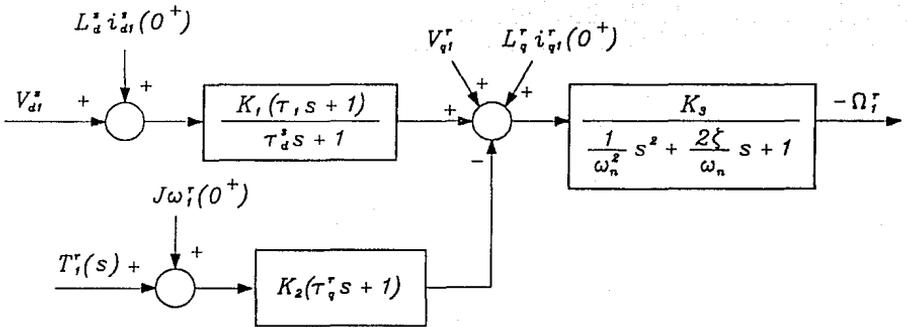


Diagrama de bloques simplificado de las ecuaciones de un motor de continua de excitación independiente.

cuyas constantes de tiempo y constantes son:

$$K_1 = \frac{G_{qd}^{*j} u^*}{R_d^*} + \frac{R_{*j}^* i^*}{R_{*d}^* \omega} \left[\frac{\text{volt}}{\text{volt}} \right] \quad K_2 = \frac{R_{*j}^*}{G_{qd}^{*j}} \left[\frac{\text{volt}}{R^* \omega} \right]$$

$$K_3 = \frac{G_{qd}^{*j} u^*}{R_{*d}^* \omega + (G_{qd}^{*j} i^*)^2} \left[\frac{\text{rad}}{V \cdot s} \right] \quad \tau_1 = \frac{G_{qd}^{*j} \omega}{G_{qd}^{*j} i^* u^*} [s]$$

$$\tau_d^* = \frac{L_d^*}{R_d^*} [s] \quad \tau_q^* = \frac{L_q^*}{R_q^*} [s]$$

$$\zeta = \frac{1}{2 \sqrt{R_d^{*2} + (G_{qd}^{*j} L_d^*)^2}} \left(D \sqrt{\frac{L_q^*}{J}} + R_q^* \sqrt{\frac{J}{L_q^*}} \right)$$

$$(\omega_n^*)^2 = \frac{R_q^{*2} + (G_{qd}^{*j} i^*)^2}{L_q^{*2} J} \left[\frac{\text{rad}}{s} \right]^2$$

El diagrama de bloques indica claramente la función de transferencia que existe entre cualquiera de las seis entradas posibles, y la velocidad angular incremental de respuesta del rotor. Tres entradas representan las condiciones iniciales en cada una de las tres puertas de la máquina y las otras tres funciones de fuerza son las tensiones incrementales de inductor e inducido, y la transformada del incremento del par de la carga. La respuesta variable viene dada con un coeficiente negativo, indicando que un incremento positivo en la tensión de inducido, por ejemplo, producirá un incremento negativo en la velocidad de angular de respuesta, suponiendo que K_3 sea positiva. Recordando que la velocidad en estado estacionario es por sí misma una cantidad negativa, o sea que un incremento negativo significa un aumento en la magnitud de la velocidad. El coeficiente K_1 puede ser positivo o negativo, dependiendo del punto de funcionamiento, puesto que la velocidad es negativa. Así, una variación incremental en la tensión de inductor puede originar un aumento o una disminución en la velocidad del rotor.

A fin de indicar la versatilidad total de este diagrama de bloques, consideremos la regulación de velocidad del motor controlando la tensión de inducido. Una variación incremental del voltaje de inducido, produciría un cierto cambio de velocidad, y el transitorio de velocidad se puede calcular a partir de la relación de transferencia dada por:

$$\frac{-\Delta \omega^*}{V_{d1}^*} = \frac{K_3}{\left(\frac{1}{\omega_n^*} \right)^2 s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n^*} \right) s + 1}$$

Si el par de carga y la tensión del inductor son constantes y las condiciones iniciales, debidas a las inductancias del inductor y del inducido y a la inercia del rotor, son cero, las cinco entradas del diagrama de bloques son cero. De este modo, esta última ecuación especifica la respuesta incremental, con el tiempo, de la velocidad angular, para un voltaje de armadura variable.

En el caso del control por campo se puede hallar una expresión análoga para un voltaje de estator variable en el tiempo, obteniendo:

$$\frac{-\Delta \omega^*}{V_{d1}^*} = \frac{K_1 K_3 (\tau_1 s + 1)}{(\tau_1 s + 1) \left[\left(\frac{1}{\omega_n^*} \right)^2 s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n^*} \right) s + 1 \right]}$$

El polo adicional, en el caso del control de inductor, nos da una respuesta de más oscilación que en el método de control de inducido. Si más de una de las seis entradas no es cero, la respuesta total de la velocidad angular será simplemente la superposición de las respuestas individuales. La linealidad de las ecuaciones diferenciales originales permite la aplicación de la propiedad de superposición.

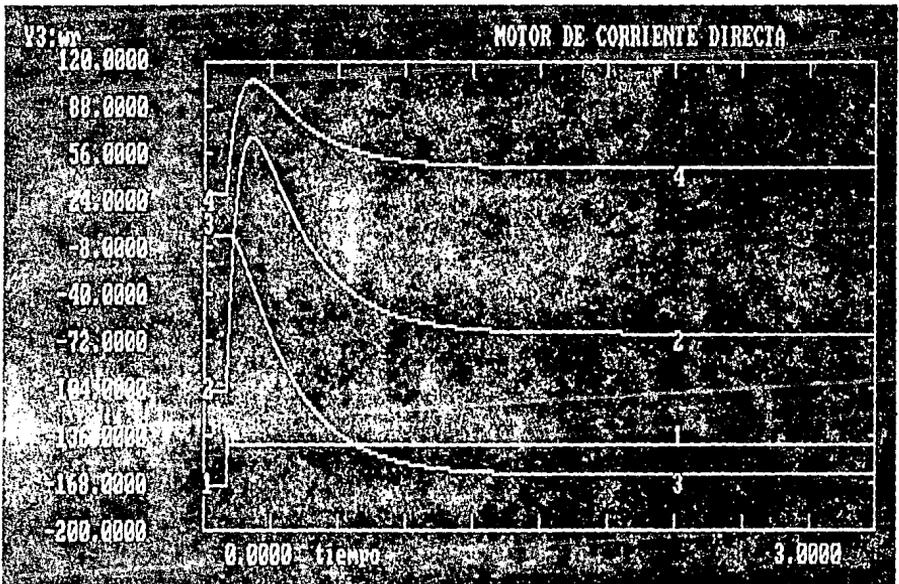
3.2.4. Simulación de un Motor de Corriente Directa.

Para la simulación se utiliza un motor de corriente directa con excitación independiente, de las siguientes características:

- Potencia nominal: 2.5[hp]; Velocidad nominal: 1800[rpm]
- Voltaje de inductor: 40[V_{cd}]; Resistencia de campo: 40[Ω]; Autoinductancia de campo: 50[mH]
- Voltaje de inducido: 110[V_{cd}]; Resistencia de rotor: 1[Ω]; Autoinductancia de armadura: 46[mH]
- Inductancia rotacional del rotor de cuadratura producida por el estator de directa: 550[mH]
- Par del rotor de carga: 10[N-m]; Coeficiente de fricción en la flecha con carga: 0.008[N-m-s]
- Momento de inercia de la flecha con carga: 0.093[kg-m²]

Se utiliza el modelo completo de la máquina de corriente directa, pues este proporciona resultados tanto de respuesta transitoria como de estado estable.

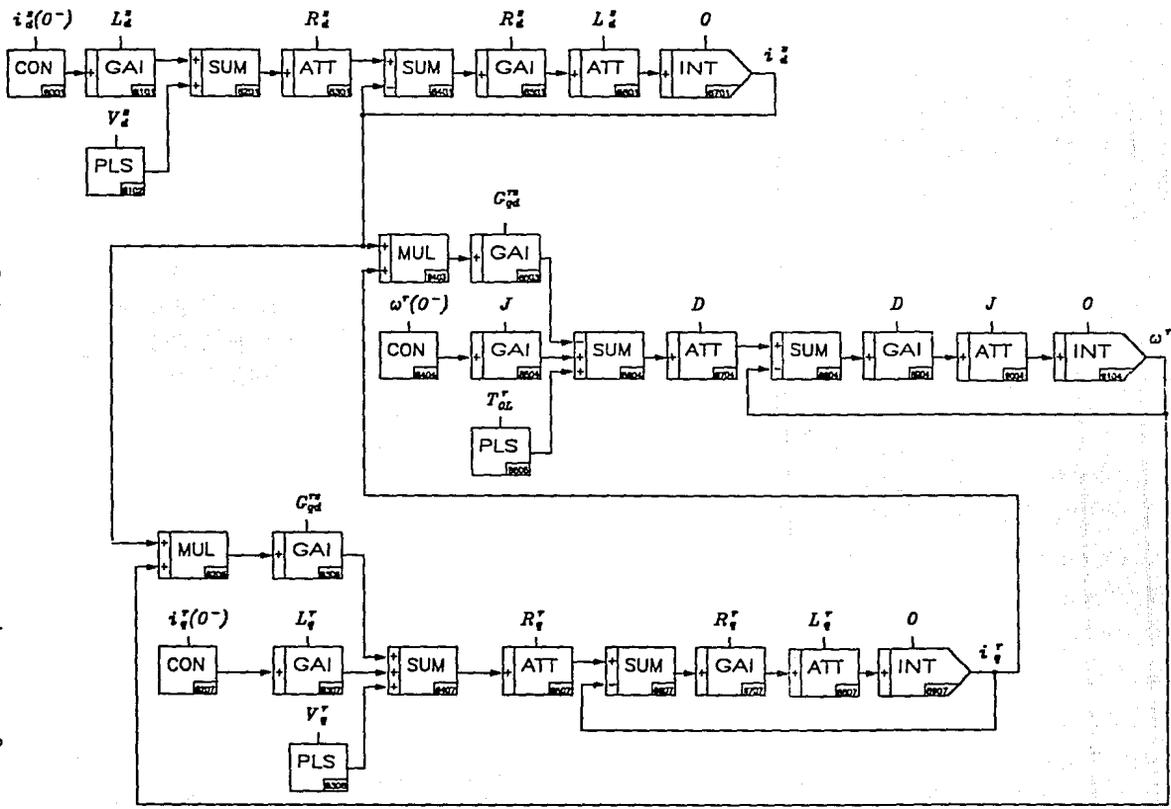
Las gráficas obtenidas son:



Los bloques de graficación son:

```
Model File: 32*4motc.sim
Date: 7/20/1991
Time: 14:52
Timing: 0.0010000,DELTA: 100.0000,RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum ;Comment
Hora: 0, -0.3000000, 3.0000 ;Time
Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 ;Iad
Y2: 8907,-235.0000, 108.0000 ;Ieq
Y3: 9104,-924.0000, 84.0000 ;vr
Y4: 8503,-101.0000, 245.0000 ;(Grqd)Te
```

El diagrama de bloques de la simulación, realizada con el programa TuiSim, es el siguiente:



Para esta simulación se tienen condiciones iniciales: todas nulas (se parte del reposo). El listado de la simulación se halla en el apéndice E.

Se observa que la corriente de estator (1), aunque es una exponencial, se puede tomar como si alcanzase su valor final instantáneamente. La corriente de rotor (2) sigue la forma característica

de respuesta en el tiempo de los motores de cd. La velocidad angular de la flecha del motor (3), por la convención de signos que se explicó a lo largo de este capítulo, es negativa. Por último, el par de origen eléctrico (4), al considerarse la corriente de estator constante, seguirá una forma de onda idéntica a la de la corriente de rotor.

3.2.5. Datos de motores.

La siguiente tabla muestra un conjunto de valores de algunos de los parámetros de motores reales utilizados en la industria, obtenidos de manuales técnicos de la compañía *Schindler-Reliance Electronic*.

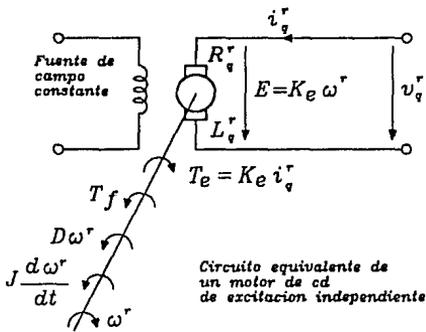
V_{arm}	V_{campo}	I_{arm}	I_{campo}	R_{arm}	R_{campo}	L_{arm}	L_{campo}	G
[V]	[V]	[A]	[A]	[Ω]	[Ω]	[mH]	[mH]	[H]
500	220	266.0	5.29	0.0310	36.60	1.90	59	0.592
500	220	17.3	1.01	0.9575	113.5	22.0	47	1.700
500	220	160.0	4.54	0.0509	42.55	3.80	98	0.687
500	220	113.0	5.28	0.1277	38.00	5.30	12	0.585
500	220	100.0	5.97	0.0381	32.10	2.00	51	0.525
500	220	34.0	4.12	0.3035	50.00	11.0	46	0.752
500	220	3.60	0.89	4.2527	223.0	80.0	57	3.460
500	220	25.5	4.53	0.4481	45.60	20.0	90	0.679
500	220	140.0	4.54	0.0881	42.54	4.80	76	0.683
500	220	50.0	3.59	0.2725	54.20	9.00	45	0.850
150	100	12.0	1.64	0.3963	52.00	5.90	46	0.564

Cabe hacer notar que para la obtención de los parámetros mecánicos, estos dependen de las características del sistema, y su obtención se puede llevar a cabo mediante la técnica Lord-Hwang que se explica en el apéndice D.

Ahora bien, para el sistema que se ha propuesto aquí, de un motor de cd, tenemos que si consideramos a la corriente del devanado inductor como constante, según el esquema siguiente,

3.2.6. Respuesta en frecuencia de un motor de cd.

Para propósitos de control, es necesario conocer la función de transferencia del sistema a controlar -la planta-, para poder determinar la función de transferencia del controlador y por tanto sus parámetros. Una ayuda en la conceptualización de la función de transferencia son los diagramas de magnitud y fase.



entonces la ecuación que se tiene para el inducido es:

$$V_q^r = (R_q^r + pL_q^r)i_q^r - G_{qd}^{rs} \omega^r i_d^{rs} \quad ; \quad \text{donde: } G_{qd}^{rs} i_d^{rs} = k_e = \text{cte}$$

y en el dominio de Laplace:

$$V_q^r = R_q^r I_q^r + sL_q^r I_q^r - k_e \Omega^r$$

$$\frac{I_q^r}{V_q^r} = \frac{s \left(\frac{R_q^r J}{k_e^2} \right)}{R_q^r \left[s^2 \left(\frac{L_q^r}{R_q^r} \frac{R_q^r J}{k_e^2} \right) + s \left(\frac{R_q^r J}{k_e^2} \right) + 1 \right]}$$

Dependiendo si el polinomio del denominador tiene 2 raíces reales o raíces complejas conjugadas, esta función de transferencia tiene una apariencia

El par depende de la corriente del inducido, o bien según la ecuación:

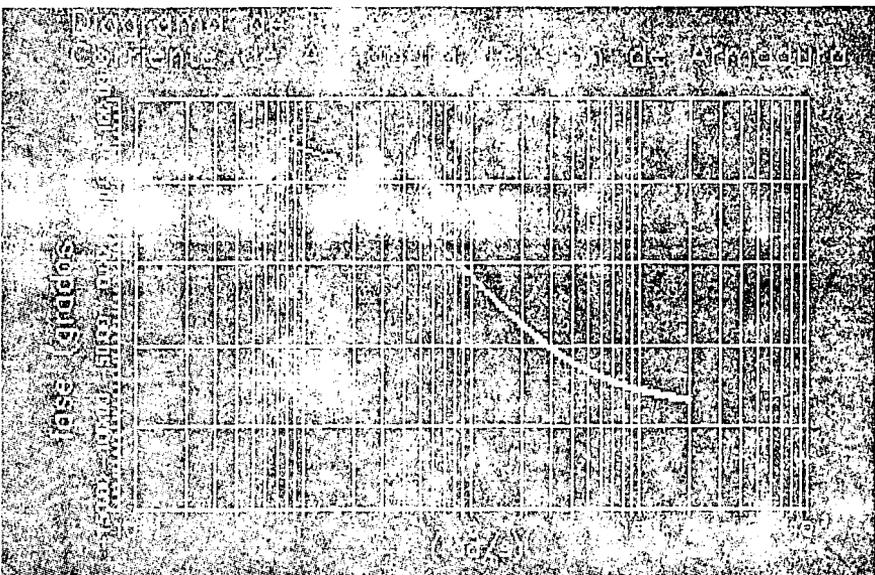
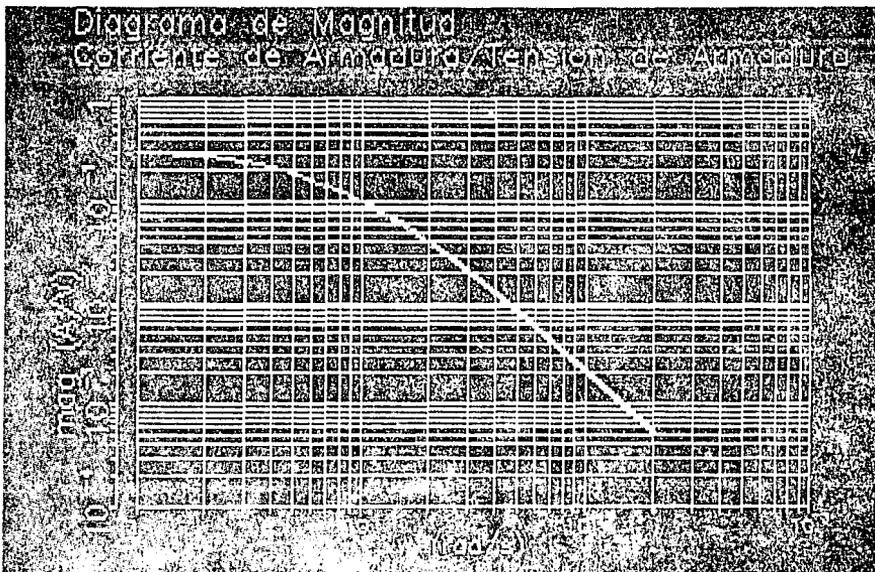
$$T^r = Jp\omega^r + T_e = Jp\omega^r + G_{qd}^{rs} i_q^r i_d^{rs} = Jp\omega^r + k_e i_q^r$$

y en el dominio de Laplace:

$$T^r = Js\Omega^r + k_e I_q^r$$

La función de transferencia de la corriente del inducido entre el voltaje de inducido se determinará. Esta función describe cómo varía dicha corriente de armadura en amplitud y fase comparada con la tensión de inducido, con un par de carga cero o muy pequeño. Consideraremos que la fuerza contraelectromotriz que se genera en el devanado de armadura (el término que tiene la inductancia rotacional) se opone a la fuente que lo produce, según el esquema anterior, dando:

distinta. La gráfica siguiente reproduce la magnitud y la fase de esta función de transferencia del motor de cd:

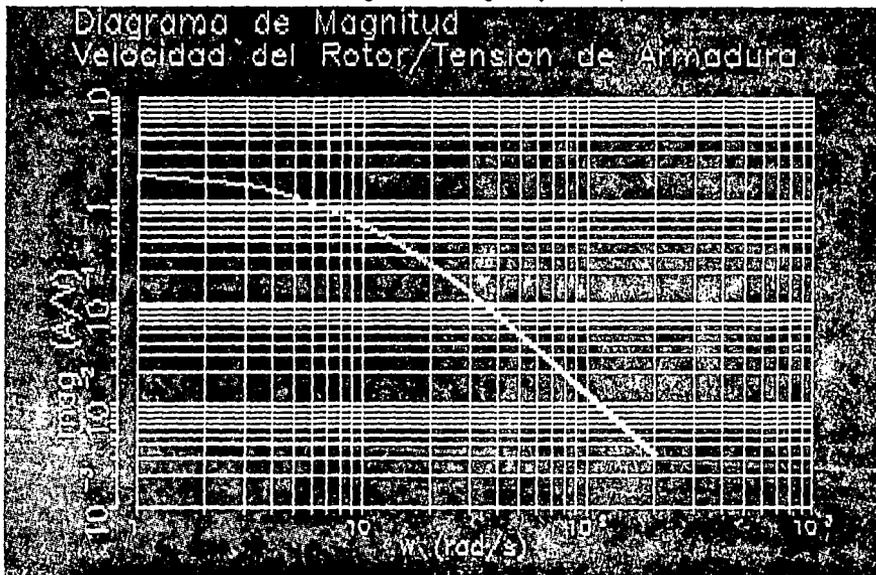


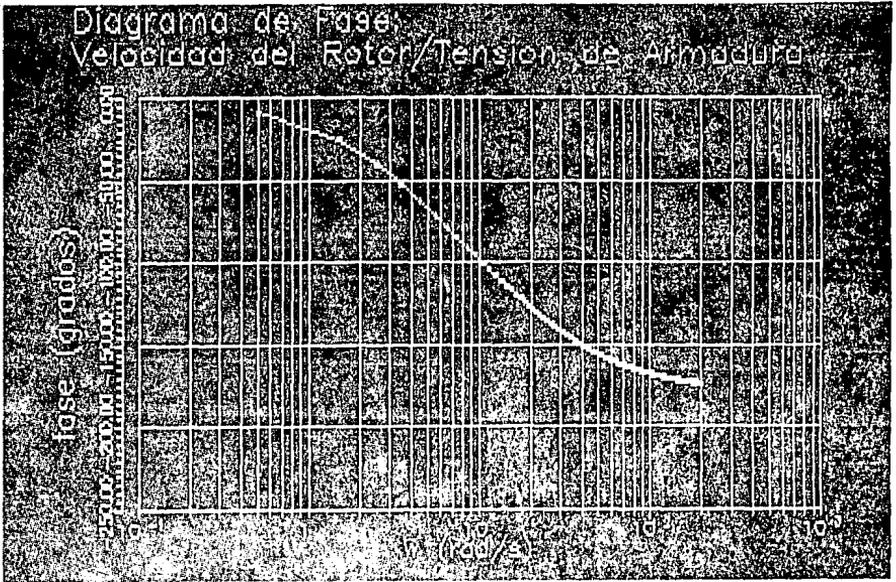
Si se sustituye a la fuerza contraelectromotriz por un capacitor, y se resuelve de nuevo el circuito, se nota entonces el porqué existe adelante a bajas frecuencias de la corriente de armadura con respecto a la tensión. Mientras la frecuencia se incrementa, más corriente se

requiere para acelerar a la máquina. Para altas frecuencias la velocidad del motor no es capaz de mantenerse ante las variaciones del voltaje de armadura. Así, la función de transferencia de la velocidad del rotor con respecto a la tensión de inducido es:

$$\frac{\omega_r}{V_a} = \frac{1}{k_e} \frac{1}{s^2 \left(\frac{L_a^2}{R_a^2} \frac{R_a J}{k_e^2} \right) + s \left(\frac{R_a J}{k_e^2} \right) + 1}$$

Y de esta función, obtenemos los diagramas de magnitud y fase respectivos:





3.3. Bibliografía.

[1] Meisel, Jerome.

PRINCIPIOS DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA
ELECTROMECAÁNICA

McGraw-Hill, 1969

[2] Thaler, G.J.; Wilcox, M.L.

ELECTRIC MACHINES

John Wiley & Sons, 1966

[3] Schlinder-Reliance Electronic

MOTOR SPEZIFIKATION

SR Dierikon; Luzern, Schweiz

[4] Sen, P.C.

THYRISTOR DC DRIVES

John Wiley & Sons, 1981

[5] Elgered, O. I.

BASIC ELECTRIC POWER ENGINEERING

Addison-Wesley Publishing Co., 1977

4. PUENTES DE TIRISTORES

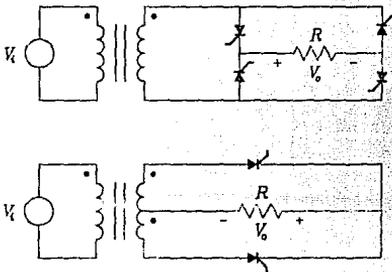
Los rectificadores controlados forman la gran mayoría de los convertidores que emplean semiconductores de potencia. Se usan para variar el valor promedio del voltaje directo aplicado a un circuito gracias a la introducción de tiristores entre ese circuito de carga y una fuente constante de ca. En general una fuente de ca monofásica es adecuada para especificaciones de rectificador de 1 ó 2[kW], pero para potencias más elevadas se utiliza normalmente una fuente de ca trifásica.

Se puede construir una gran variedad de rectificadores controlados y cada uno puede ser clasificado en dos formas: de acuerdo al número de fases de la fuente ca o de acuerdo al número de pulsos de corriente que pasan a través del circuito de carga durante un ciclo de la fuente de voltaje. La selección de una configuración en particular depende de los requisitos de la aplicación.

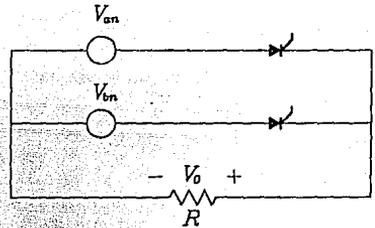
4.1. Puentes monofásicos de onda completa.

De las figuras siguientes:

Convertidores monofásicos de onda completa



Si los transformadores y los tiristores se consideran ideales, entonces los dos circuitos pueden ser representados por el circuito equivalente de la siguiente figura:



Circuito equivalente de los convertidores de onda completa

donde:

$$V_{an} = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$V_{bn} = V_m \text{ sen}(\omega t + \pi) = -V_m \text{ sen } \omega t$$

4.1.1. Parámetros del circuito.

Antes de pasar al análisis, definiremos algunas variables de utilidad para las secciones siguientes:

α es el ángulo en el cual el punto de comienzo de conducción se retrasa por el control de fase, en relación a la operación del mismo

circuito, en el cual los tiristores son reemplazados por diodos. $\alpha=0$ es la condición de operación, en la cual el rectificador entrega el máximo de corriente de salida. Cuando $\alpha=0$, $\omega t=0$ para circuitos como el de la última figura. A α también se le conoce como ángulo de disparo.

β es el ángulo de extinción, medido desde $\omega t=0$ en el cual el pulso de corriente de carga es cero.

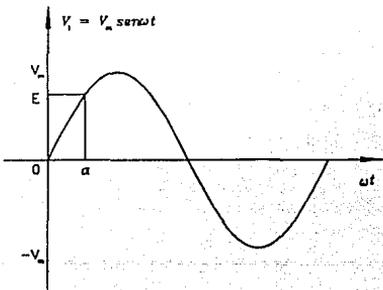
γ es el intervalo (ángulo de conducción) que comprende desde que los tiristores se encienden hasta que el pulso de corriente de carga termina, esto es $\gamma = \beta - \alpha$.

ϕ es el ángulo de fase de la impedancia de carga y está definido como el ángulo cuya tangente es el cociente de la reactancia de carga entre la resistencia de carga, así:

$$\phi = \text{angtan} \frac{X}{R}$$

m De las 2 figuras siguientes observamos que para que los tiristores conduzcan $V_i \geq E$, entonces el mínimo valor de α es cuando $V_i = E$, esto es $V_m \text{sen} \alpha = E$, de donde

$$m = \text{sen} \alpha = \frac{E}{V_m}$$



4.1.2. Modos de operación.

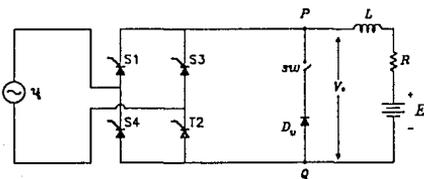
Ahora bien, en un rectificador monofásico de media onda, puede suceder que para cierta combinación de valores de α , ϕ y m resulte que $\gamma \geq \pi$. Bajo estas condiciones un tiristor aún estará conduciendo cuando el otro sea encendido, haciendo que la corriente de carga sea continua y nunca cero.

Si $\alpha > 0$ y $m > 0$, E absorbe energía y el convertidor funciona como rectificador.

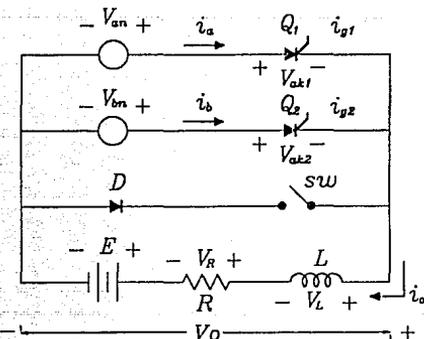
Si $\alpha > 0$ y $m < 0$, E ya sea que cede energía a las fuentes de ca (regenera) y el sistema funciona como un inversor de cd a una frecuencia fija de ca, o bien las fuentes de ca y cd aportan energía al circuito de carga RL, teniéndose una condición intermedia entre inversor y rectificador. (Para modo de conducción continuo, si $\alpha > 90^\circ$ el sistema es un inversor y si $\alpha \leq 90^\circ$ la carga absorbe potencia de cd y de ca).

4.1.3. Carga RL con fuerza electromotriz.

El circuito a analizar es el siguiente:

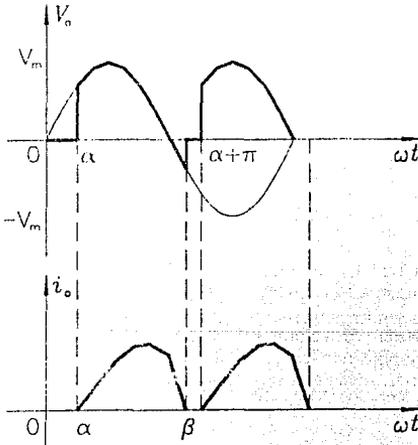


que se puede redibujar como:



Este circuito, con el switch SW abierto se conoce como convertidor completo, y tiene dos modos diferentes de operación. Para cualquier conjunto dado de R , L y E , puede decirse que cuando el ángulo de disparo es grande, la corriente de carga es discontinua y consiste de una serie de pulsos, cada uno de duración menor a π radianes. Bajo estas circunstancias, las dos ramas de tiristores actúan alternadamente con la rama de carga como rectificadores monofásicos de media onda totalmente independientes. El rango del ángulo de disparo para el cual este modo de operación toma lugar depende de los valores de los parámetros del circuito de carga.

Las formas de onda del voltaje de salida V_o y la corriente i_o para $E=0$ y para una relación $\frac{L}{R}$ baja se dan a continuación:

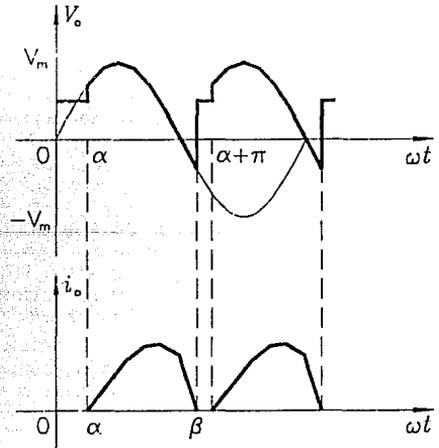


Voltaje y corriente de salida para $E=0$ y conducción discontinua; puente monofásico

Las forma exacta de la onda de corriente depende de la relación $\frac{L}{R}$ y del ángulo de disparo α . Mediante el control de este ángulo desde 0 hasta 180° , se puede regular el voltaje promedio a través de la carga -en este caso la resistencia y la inductancia- y así el flujo de potencia del puente.

Los tiristores permanecerán encendidos mientras la corriente de ánodo fluya. La inversión del voltaje en cada medio ciclo obliga a esta corriente a cero (punto β de la gráfica). De aquí el nombre de conmutación forzada. Si el ángulo de disparo es pequeño o la relación $\frac{L}{R}$ es baja, la corriente de carga se reduce a cero antes de que el siguiente par de tiristores sea disparado. Consecuentemente, existen periodos (de β a $\alpha+\pi$, por ejemplo), donde el voltaje de la carga es cero y la carga está desconectada de la fuente de suministro. Este modo de operación se llama conducción discontinua ($\gamma \leq 180^\circ$). Conviene notar que la forma de onda de la corriente en el lado de ca no es senoidal.

Consideremos ahora las formas de onda del voltaje y de la corriente en el caso de que E no sea cero (E puede ser el voltaje contraelectromotriz de un motor de corriente directa, el voltaje de la unión de alto voltaje de cd, etc):

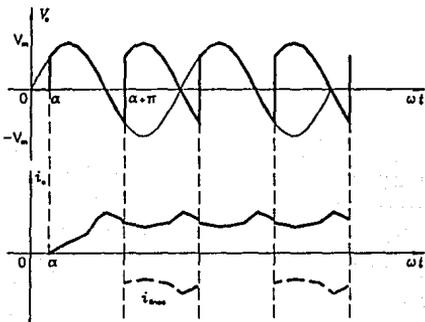


Voltaje y corriente de salida para E no cero y conducción discontinua; puente monofásico

Cuando la corriente en el par de tiristores conduciendo se reduce a cero y dicho par conmuta, la carga se desconecta del lado de ca, y su voltaje terminal es E . Aquí se observa que los tiristores no

conducirán si el pulso de disparo a sus compuertas se aplica cuando el voltaje instantáneo de la fuente es menor que E.

Si la relación $\frac{L}{R}$ se incrementa de tal manera que la corriente aún circule cuando el siguiente par de tiristores sea disparado, las formas de onda del voltaje y de la corriente son como sigue:



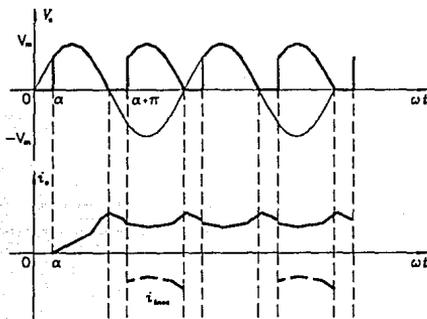
Voltaje y corriente de salida para conducción continua, puente rectificable

Para analizar este modo de operación, consideremos en conducción a los tiristores 1 y 2. Entonces, justo antes del disparo de los tiristores 3 y 4 (punto B en la onda de voltaje) la terminal P de la carga es negativa con respecto a Q. Los tiristores 1 y 2 están polarizados en inversa pero forzados a conducir, pues la corriente aún fluye. Cuando los tiristores 3 y 4 se disparan, el lado P de la carga se reconecta al voltaje positivo de ca mientras que la corriente de carga se transfiere de 1 a 3 y de 2 a 4, conmutando así 1 y 2.

Se nota que la corriente de carga es continua ($\gamma=180^\circ$) y que la carga está siempre conectada a la fuente de suministro. Consecuentemente el voltaje E no aparece en las formas de onda del voltaje V_o . También, la corriente de ca tiene que cambiar instantáneamente cada vez que los tiristores son disparados.

Finalmente, se considera el caso en el que el interruptor SW se encuentra cerrado cuando el punto Q es positivo con respecto a P. Aquí, el diodo

comienza a conducir, cortocircuitando la carga. En este momento los tiristores en conducción se apagan pues están polarizados en inversa y la corriente de carga se halla redirigida a través del diodo. Este conducirá hasta que toda la energía magnética almacenada en la inductancia de carga L sea regresada a E o disipada en la resistencia R. Este proceso se conoce como volante (del inglés free-wheeling), siendo conocido el diodo como diodo volante. Puede verse que el diodo volante elimina el periodo sobre el cual la corriente y el voltaje de la fuente tienen signos opuestos.



Voltaje y corriente con volante para conducción continua, puente rectificable

Como tal, el volante mejora el factor de potencia y hace a la corriente de carga más continua pero introduce más armónicas a la corriente de la fuente. El volante también puede obtenerse reemplazando a los tiristores 2 y 4 por diodos, obteniendo así un puente semiconvertidor o puente rectificador semicontrolado.

4.1.4. Parámetros de eficiencia.

En los rectificadores controlados por fase la corriente del motor de cd no es constante, ni la corriente de la fuente es senoidal. La naturaleza de estas corrientes depende del tipo de convertidor y del motor, los cuales afectan significativamente la eficiencia del rectificador. Con el fin de evaluar la eficiencia global del sistema motor-convertidor, es necesario considerar ciertos parámetros de eficiencia del motor de cd y de la alimentación de ca.

Parámetros del motor de cd

1. Curva Par-Velocidad. (indica las regulaciones de velocidad del rectificador)
2. Naturaleza de la corriente del motor (continua/discontinua: influye en la respuesta dinámica del rectificador)
3. Corriente promedio del rotor:

$$I_q^r = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_q^r dt$$

En una máquina de cd con excitación independiente, el par desarrollado es proporcional a la corriente promedio del rotor. Esta corriente es conocida como la componente productora de par de la corriente del motor.

4. Valor medio cuadrático (rms) de la corriente del motor:

$$I_{qrms}^r = \left[\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} (i_q^r)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}$$

El calor producido en el rotor del motor es proporcional al cuadrado de esta corriente. Esta corriente es conocida como la componente productora de calor de la corriente del motor.

5. Corriente pico del rotor. La capacidad de conmutación del motor de cd depende del valor pico de la corriente del rotor. Esta corriente se conoce como componente de conmutación de la corriente del motor.

Parámetros de la fuente de ca

1. Factor de potencia de entrada:

$$f_p = \frac{\text{potencia promedio de entrada}}{\text{volt-amperes de entrada}}$$

El factor de potencia de entrada es un parámetro importante pues decide el requisito de volt-amperes del rectificador.

Para la misma demanda de potencia, si el f_p es pobre más volt-amperes (y por tanto más corriente) son requeridos de la alimentación.

2. Factor de desplazamiento de entrada o factor de potencia fundamental:

$$f_d = \cos \phi_2$$

donde: ϕ_2 es el ángulo de desplazamiento de entrada. Para la misma demanda de potencia, si el f_d es bajo, más componente fundamental de corriente es requerida de la alimentación.

3. Factor armónico. La corriente de entrada siendo no senoidal, contiene corrientes de frecuencias armónicas. El factor armónico se define como:

$$f_H = \frac{(\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 - I_1^2)^{\frac{1}{2}}}{I_1} = \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{I_1} = \frac{I_h}{I_1}$$

donde:

I_n es el valor rms de la n-ésima corriente armónica.

I_h es el valor rms de la suma neta de corrientes armónicas.

El factor armónico indica el contenido armónico en la corriente de alimentación y así mide la distorsión de la corriente de entrada.

La corriente de entrada i puede expresarse como una serie de Fourier como sigue:

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} \left[a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t \right]$$

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} \left[\sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \right]$$

o bien:

La corriente de cd I_0 y los coeficientes a_n y b_n se obtienen de:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i \, dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \cos n\omega t \, dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \sin n\omega t \, dt$$

$$I_n = \left[\frac{a_n^2 + b_n^2}{2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\phi_n = \arctan \frac{a_n}{b_n}$$

4.1.5. Cuatro esquemas comunes de puentes monofásicos.

El convertidor utilizado en una aplicación particular depende de tales factores como la alimentación disponible (mono o trifásica), las

especificaciones del rectificador, la tolerancia del voltaje de rizo, si es o no inversor, la necesidad de regeneración, etc.

La tabla siguiente muestra cuatro esquemas de puentes de tiristores de uso frecuente.

CIRCUITO	TIPO	CABALLAJE TÍPICO	FRECUENCIA DE RIZO	OPERACION POR CUADRANTE
	media onda	menos de 1/2 HP	f_s	
	semi-convertidor	hasta 20 HP (100 HP en sistemas de tracción)	$2f_s$	
	convertidor completo	hasta 20 HP (100 HP en sistemas de tracción)	$2f_s$	
	convertidor dual	hasta 20 HP	$2f_s$	

Regeneración de potencia, esto es, flujo de potencia del motor cd hacia la alimentación de ca, es posible con convertidores completos. Donde la

regeneración no se requiere, se usan semiconvertidores por razones de economía.

Un diodo se usa algunas veces entre las terminales del motor. Este diodo se conoce como diodo volante. Disipa la energía almacenada en la inductancia del motor cuando los tiristores se apagan. También puede proporcionar protección contra transitorios.

Operación como Inversor.

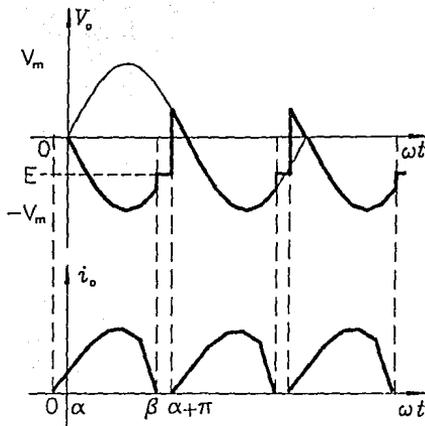
Ahora, cuando el voltaje E tiene polaridad inversa (su terminal positiva conectada al punto Q), la carga promedio para el puente monofásico anteriormente mostrado y conducción continua es:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+180} V_m \text{sen}\omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha$$

La componente de cd de la corriente de carga, con E teniendo polaridad inversa es:

$$I = \frac{V_o - (-E)}{R} = \frac{V_o + E}{R}$$

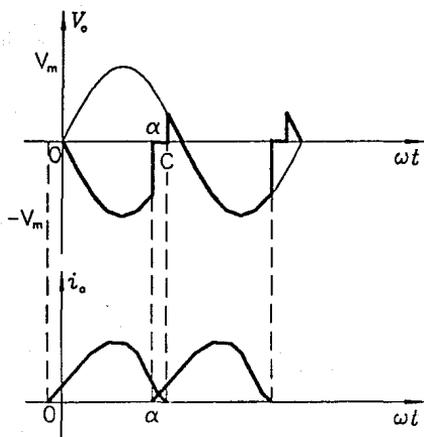
Si el ángulo de disparo α es mayor a 90° el valor promedio del voltaje de salida del puente se convierte en negativo. Como la dirección de la corriente de carga no puede cambiarse, la dirección del flujo de potencia cambia de sentido y el puente comienza a operar como un inversor, entregando potencia de la fuente E hacia el lado de ca. Las formas de onda de conducción discontinua se dan a continuación:



Voltaje y corriente del lado de CD para conducción discontinua (estado permanente)

Vale la pena remarcar que un incremento en el ángulo de disparo α hará a V_o más negativo y por consiguiente decrementará a la corriente de carga. Además, los tiristores no conducirán cuando el pulso de disparo se aplique cuando E sea más positiva que el voltaje de la fuente.

La conducción continua se obtiene para una mayor relación $\frac{L}{R}$ para un menor ángulo de disparo o para una magnitud de E mayor. Las formas de onda para conducción continua son:



Voltaje y corriente del lado de CD, con traslape de corriente; modo continuo

El ángulo de disparo no debería ser incrementado más allá de los $150-160^\circ$ para dar al tiristor el suficiente tiempo para apagarse. Nótese que si los tiristores en conducción no se han apagado en el punto $\omega t = C$, el voltaje correspondiente de ca se vuelve de nuevo positivo, los tiristores se polarizan en directa, y con la corriente de carga incrementándose, no pueden ser apagados; se pierde el control y ocurre una falla de conmutación. Por esto es importante el diseño de un circuito de control de tal forma que el ángulo de disparo esté limitado a un rango seguro. El control también se puede perder si la magnitud del voltaje E excede la magnitud del voltaje promedio de salida del puente V_o obtenida para el ángulo de disparo seguro más grande. El problema de falla de conmutación no existe cuando el puente trabaja como rectificador. La operación como inversor es posible únicamente con un puente controlado completamente -el diodo volante tiene que ser suprimido del todo cuando la polaridad de E se invierte.

4.1.6. Comparación: semiconvertidor vs convertidor completo.

El tipo de convertidor, semiconvertidor o convertidor completo, afecta la eficiencia del

sistema de control de velocidad del motor de cd con excitación independiente.

El factor de potencia de la alimentación y el factor de desplazamiento se deterioran con un decremento de velocidad en el semiconvertidor así como en el convertidor completo. Los semiconvertidores son preferidos cuando la operación como inversores con frenado regenerativo no se requiere.

Cuando se trabaja en un rango bajo de velocidad, el contenido armónico en la corriente de alimentación es sustancialmente más elevado en un sistema semiconvertidor. Esto es debido al hecho de que la forma de onda de corriente de alimentación permanece esencialmente igual en un convertidor completo, mientras que en el semiconvertidor varía tal forma de onda al variar el valor del ángulo de disparo α .

El valor de corriente de pico es menor en el sistema semiconvertidor, debido a la acción suavizadora del diodo volante en tal sistema. La capacidad de conmutación de los semiconvertidores es por tanto mayor, y este efecto es significativamente pronunciado en la región de baja velocidad y bajo par. Los semiconvertidores además producen menos corriente rms y por lo tanto menos calentamiento en el motor.

4.1.7. Control cosenoidal para puentes monofásicos.

Hemos hablado de convertidores controlados por fase, asumiendo en todos los casos que los tiristores se encienden en el momento indicado para la correcta operación de los puentes. El instante de disparo se controla por una cierta señal de tal manera que el convertidor pueda entregar una eficiencia de salida deseada.

Existen numerosas variaciones de los circuitos de disparo y de los circuitos de lógica de control, que pueden ser usados para controlar el encendido de los tiristores. Jamás dos diseñadores llegarán al mismo circuito, aunque ambos realicen la misma función. Un tratamiento exhaustivo de este campo es imposible de realizar aquí, así que solo se discutirá un solo tipo de control para puentes convertidores: el control cosenoidal. De ninguna manera este circuito controlador es el mejor que existe, habiéndolo escogido, pues su análisis es relativamente simple.

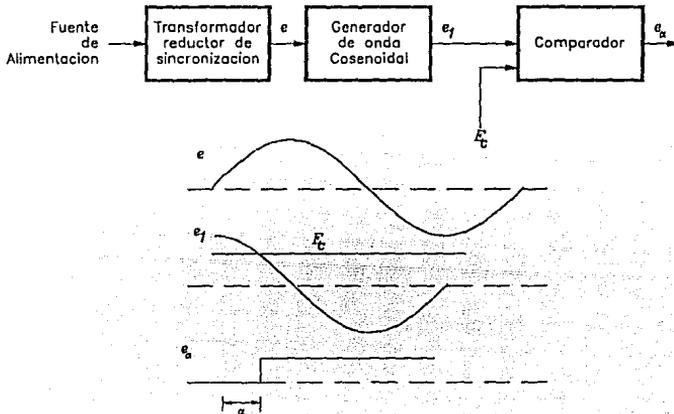
Control de fase

En los convertidores controlados por fase, los tiristores se disparan en un ángulo α con respecto a un punto de referencia. En los convertidores monofásicos, ese punto es el cruce por cero del voltaje de ca de suministro. El ángulo de disparo se cambia para variar el voltaje de cd de salida, el cual puede a su vez controlar la velocidad de un motor de cd. Una manera de

conseguir una realización de este control es el control cosenoidal.

Control cosenoidal del ángulo de disparo

Este es un esquema en el cual un voltaje de control E_c genera pulsos de disparo en el punto de cruce del voltaje de control y un voltaje cosenoidal obtenido del voltaje de suministro. El esquema básico se muestra a continuación:



El ángulo de fase α está dado por:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{E_c}{e_{\max}} \right]$$

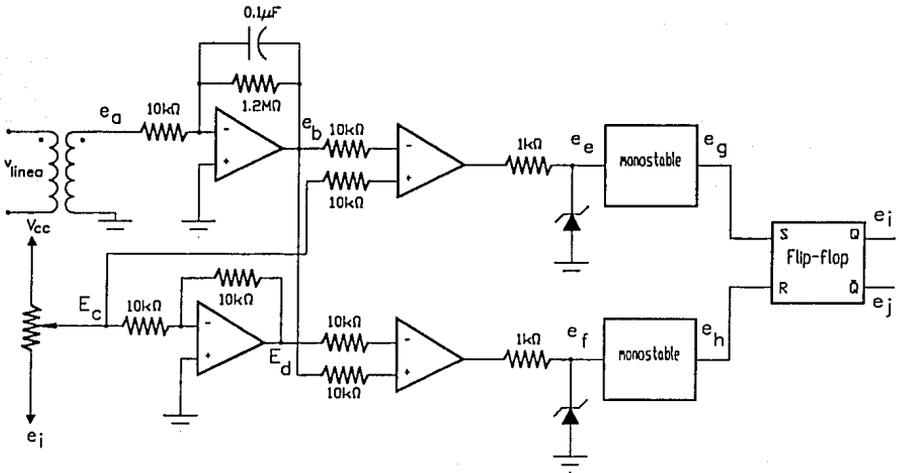
El voltaje de salida del convertidor esta dado por:

$$E_o = E_{\max} \cos \alpha = E_{\max} \cos \left[\arccos \left[\frac{E_c}{e_{\max}} \right] \right] = \frac{E_{\max}}{e_{\max}} E_c = k E_c$$

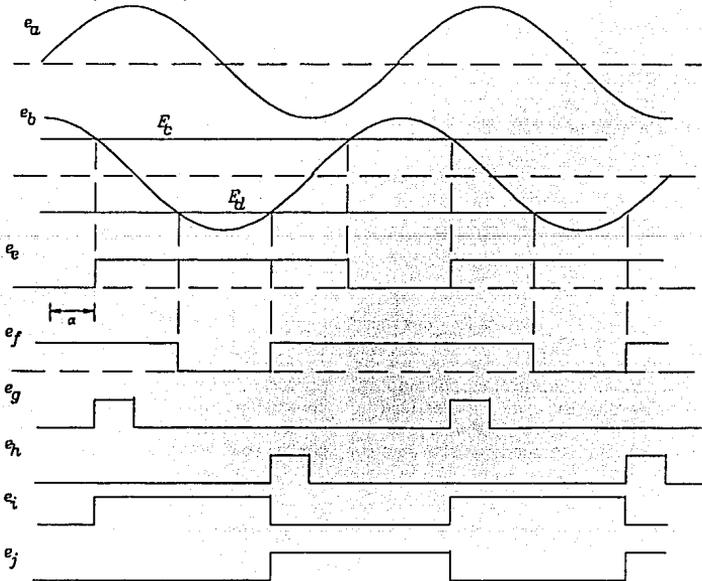
Por esta razón el control cosenoidal proporciona una característica de transferencia lineal entre el voltaje de salida E_o y el voltaje de control E_c . Este esquema se puede ajustar para

aplicaciones de malla cerrada. De hecho el control cosenoidal es muy popular y ampliamente utilizado en la industria. Una implementación de este circuito se muestra en la siguiente figura:

Esquema de Control Cosenoidal de Angulo de Disparo



y las formas de onda para cada punto señalado son:



La señal e_a representa un voltaje reducido del voltaje $v_{línea}$ de ca de entrada al convertidor. El

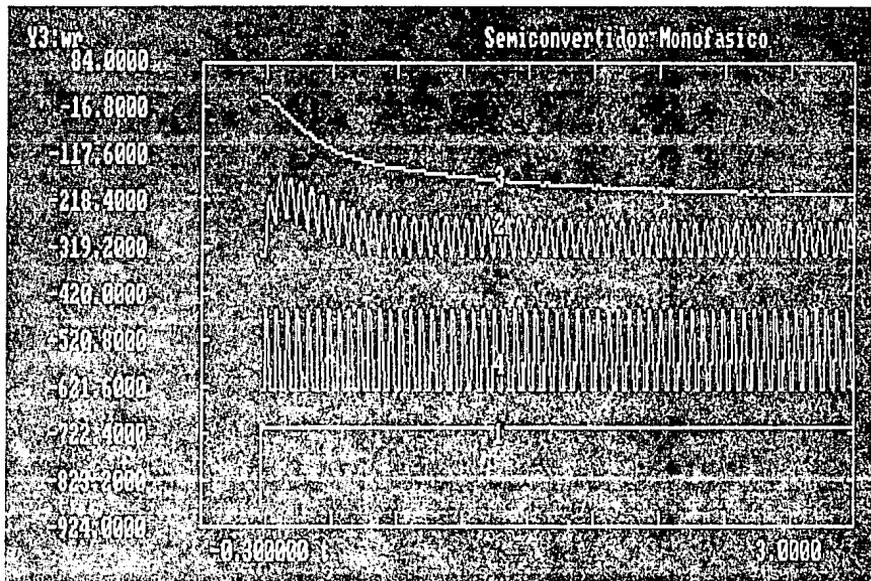
integrador la convierte a un voltaje cosenoidal e_b . El voltaje de control E_c se invierte con ganancia

unitaria en el amplificador operacional para dar como resultado la señal E_d . El voltaje de control E_c y su inverso E_d son comparados con la señal coseno e_b en los comparadores para producir las señales e_g y e_h , respectivamente. Estas se alimentan a los monostables para producir las señales e_j y e_i , respectivamente. Estas dos últimas disparan un flip-flop set-reset para generar las señales e_j y e_i . La señal e_i se usa para encender a los SCRs en el

medio ciclo positivo, y e_j se usa para el medio ciclo negativo.

4.1.8. Simulación de un semiconvertidor monofásico con control cosenoidal.

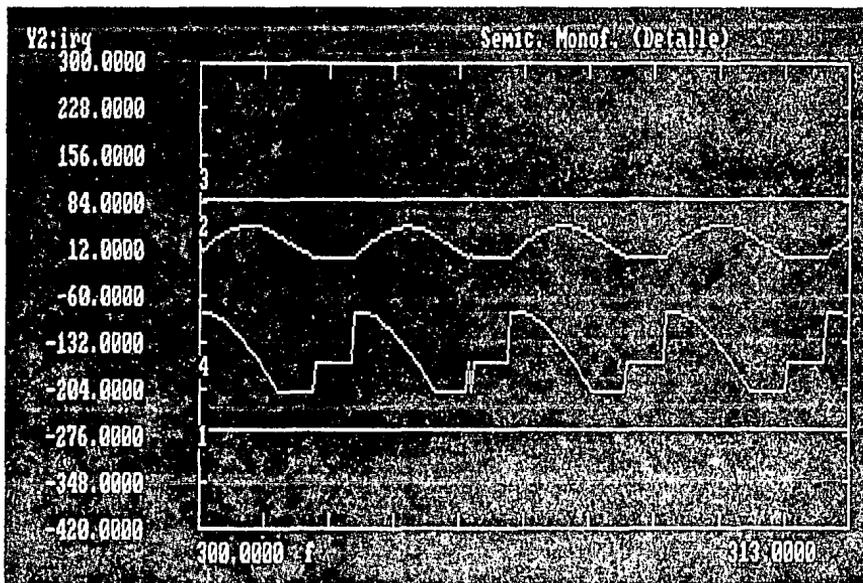
Se usa el modelo del motor de cd que se obtuvo en el capítulo 3, y las gráficas son:



Los bloques de graficación son:

```

Model File: 41.8pnet.sim
Date: 7/20/1991
Time: 14:36
Timing: 0.0010000,DELTA: 100.0000,RANGE
PlotBlocks and Seals:
Format:
  BlockNo. Plot-MINimum,Plot-MAXimum :Comment
Hex: 5001, -0.3000000, 3.0000 :t
Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 :isd
Y2: 7705,-420.0000, 300.0000 :irg
Y3: 0104,-824.0000, 84.0000 :wr
Y4: 7006,-522.0600, 1.260E+03 :vrq
    
```



En esta simulación apreciamos que no existe un sobrepaso de corriente de rotor muy grande, con respecto a la simulación del motor sin puente de tiristores, y la velocidad es baja, no llega a pasar los 200[rad/s], además de que sigue una curva muy suavizada. El inconveniente es que la corriente del rotor de cuadratura es discontinua, como se puede apreciar en la gráfica en detalle. Esto es un estado no deseado, pues introduce armónicas a la fuente de suministro de ca. Para

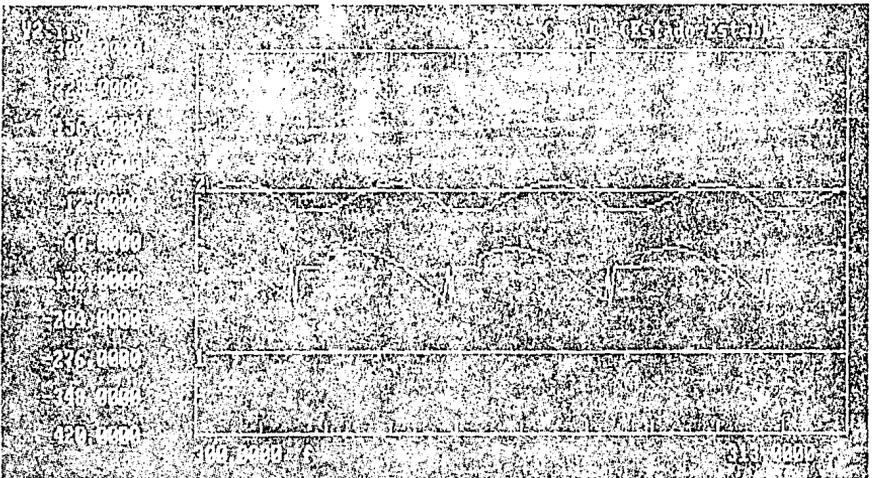
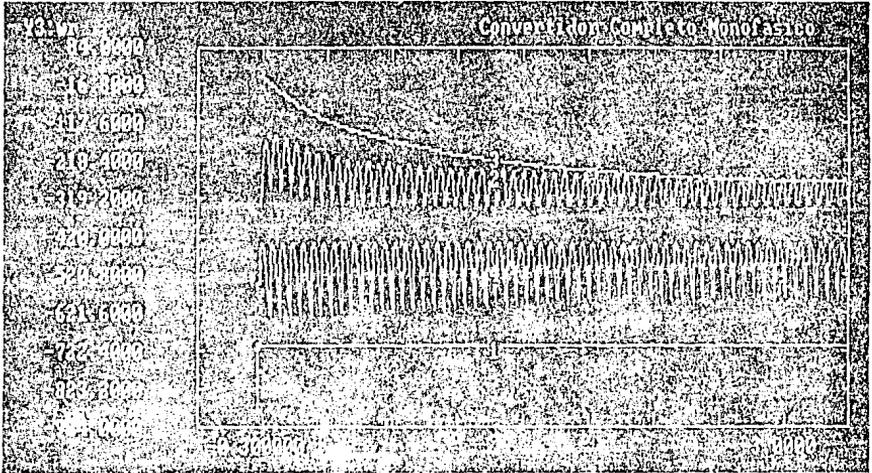
hacer la corriente continua podría agregarse al circuito del rotor una inductancia, pero haría más lenta la respuesta de todo el sistema.

(Los listados de todas las simulaciones de los apartados y de los capítulos siguientes, por razones de espacio y de continuidad, se podrán encontrar en el apéndice E).

4.1.9. Simulación de un convertidor monofásico completo con control cosenoidal.

El esquema de TutSim se muestra para esta simulación en los anexos a esta tesis.

Habiéndose obtenido las siguientes gráficas:



El listado se halla en el apéndice E.

Aquí apreciamos que la respuesta de velocidad es muy lenta, aunque el sobrepaso de corriente de

inducido es casi nulo, pero tenemos la desventaja de que esta corriente es discontinua. En el caso del semiconvertidor la respuesta era también

discontinua, así que estos dos sistemas no son muy convenientes para la carga que tenemos.

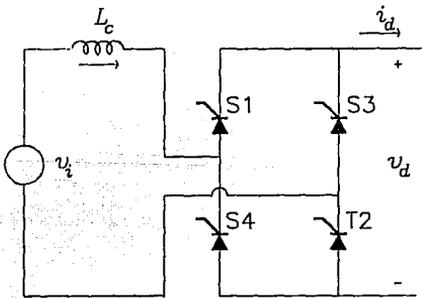
Los bloques de graficación de esta simulación fueron:

```

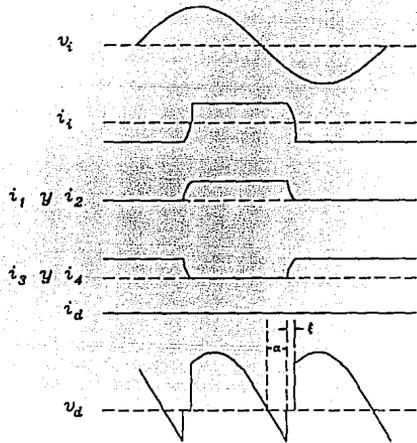
Model File: 41 *9puct.alm
Date: 7/29/1991
Time: 14:42
Timing: 0.0010000, DELTA: 100.0000, RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum, Comment
Horz: 8001, -0.3000000, 3.0000 :t
Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 :isd
Y2: 7705, -420.0000, 300.0000 :lrq
Y3: 9104, -924.0000, 84.0000 :wr
Y4: 7906, -1.120E+03, 1.866E+03 :vrq
    
```

4.1.10. Simulación de un convertidor completo monofásico con inductancia de conmutación.

En el análisis para el convertidor completo no se tomó en cuenta el punto en el cual los tiristores conmutan. Este punto es crítico debido a que para un α diferente de cero, se tienen encendidos a todos los tiristores, por lo tanto se cortocircuita la fuente de voltaje de ca. Analizando la figura,



Tomando en cuenta que la fuente de ca contiene solo una frecuencia, que la corriente de salida es constante, que los tiristores presentan impedancia infinita cuando están polarizados en inversa o cuando no hay señal de compuerta y que la caída de tensión entre sus terminales es despreciable cuando están polarizados en directa, tendremos que, según las gráficas



donde ξ es el ángulo de traslape, durante el cual los cuatro tiristores se hallan encendidos, conduciendo corriente, aunque el voltaje a la salida del convertidor sea aproximadamente cero.

Cuando L_c es cero, el proceso de "cambio de corriente" de un tiristor a otro ya sea en la parte alta o en la baja del convertidor (de S_1 a S_3 a S_1 , etc., o de S_2 a S_4 a S_2 , etc.) sucede instantáneamente. Es claro que la conmutación instantánea no puede llevarse a cabo en la práctica pues siempre existe una inductancia entre la fuente de ca y el convertidor (un transformador, por ejemplo). Durante la conmutación la fuente de ca se cortocircuita a través de S_1 y S_3 y a través de S_2 y S_4 . Consecuentemente, si consideramos la conmutación de S_1 a S_3 y si asumimos que la corriente de cortocircuito durante la conmutación es positiva en S_3 , además, supondremos que V_1 es una cosenoide, entonces,

$$v_i = -L_c \frac{di_{cc}}{dt}$$

donde i_{cc} es la corriente de cortocircuito. Resolviendo para i_{cc} , resulta

$$i_{cc} = -\frac{1}{L_c} \int V_m \cos \omega t dt = -\frac{V_m}{\omega L_c} \text{sen} \omega t + C$$

pero para $\omega t = \pi/2 + \alpha$, $i_{cc} = 0$, así

$$C = \frac{V_m}{\omega L_c} \cos \alpha$$

entonces,

$$i_{cc} = \frac{V_m}{\omega L_c} (\cos\alpha - \sin\omega t)$$

Al final de la conmutación $\omega t = \pi/2 + \alpha + \xi$ donde la corriente de cortocircuito es igual a la corriente de salida promedio del puente, dando

$$I_d = \frac{V_m}{\omega L_c} (\cos\alpha - \cos[\alpha + \xi])$$

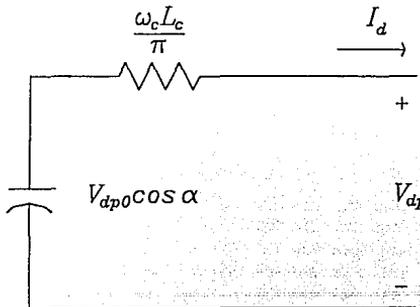
Durante la conmutación, el voltaje de salida del convertidor es cero. Una vez que la conmutación ha terminado las trayectorias de cortocircuito se

$$V_{dp} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha + \xi}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} V_m \cos\omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \xi)] = \frac{V_{dp0}}{2} [\cos\alpha + \cos(\alpha + \xi)]$$

resolviendo la ecuación de la corriente promedio de salida para $\cos(\alpha + \xi)$ y sustituyendo el resultado en esta última expresión, se obtiene la expresión general para el voltaje promedio para L_c y α diferentes de cero:

$$V_{dp} = V_{dp0} \cos\alpha - \frac{\omega L_c}{\pi} I_d$$

sugiriendo esta expresión el circuito siguiente:



rompen y el voltaje de salida brinca al valor del voltaje de la fuente de ca. El voltaje promedio de salida del semiconvertidor cuando L_c es cero y $\alpha=0$ es

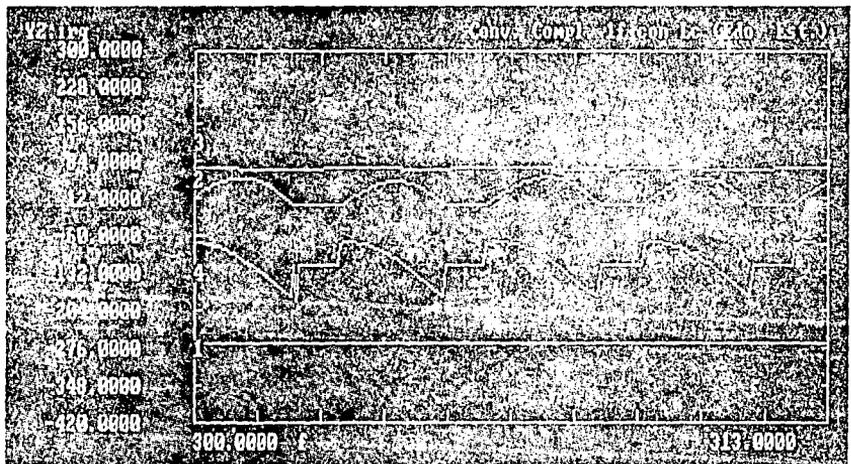
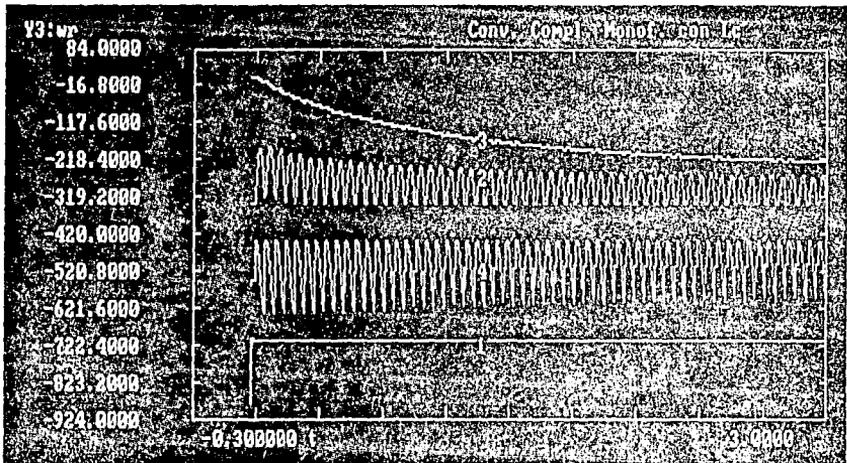
$$V_{dp0} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_m \cos\omega t dt = \frac{2V_m}{\pi}$$

por lo tanto, para cuando L_c y α son diferentes de cero, el voltaje promedio de salida del convertidor será menor a este último valor, calculándose como

Así, los resultados de la simulación, cuyos bloques de graficación son:

```
Model File: 41-10puc.sim
Date: 7/29/1991
Time: 14:43
Timing: 0.0010000,DELTA: 100.0000,RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
  BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum ;Comment
Hors: 5001, -0.3000000, 3.0000 ;t
Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 ;isd
Y2: 7705,-420.0000, 300.0000 ;irq
Y3: 9104,-924.0000, 84.0000 ;wr
Y4: 7906, -1.120E+03, 1.866E+03 ;vrq
```

son:



Vemos que la curva de respuesta de corriente llega casi instantáneamente a su valor final, la curva de velocidad es a su vez muy suave, y aquí también se tiene conducción discontinua, pese a que se agregó la inductancia de conmutación perteneciente al transformador de la línea de suministro. Con esto podemos decir que un sistema de carga-motor más puente monofásico no es totalmente adecuado para nuestros fines.

El diagrama de la simulación se encuentra en los anexos a este trabajo.

Y su correspondiente listado se halla en el apéndice E.

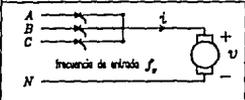
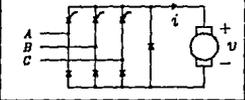
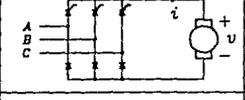
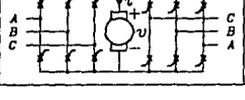
4.2. Puentes trifásicos.

Los sistemas de altos cabalajes obtienen la potencia para funcionar adecuadamente de fuentes trifásicas. En tales sistemas el motor se gobierna por convertidores trifásicos controlados por fase.

Existe una gran cantidad de circuitos convertidores trifásicos de potencia desarrollados desde la

década de 1930 en conjunción con los rectificadores de arco de mercurio. Estos circuitos son aplicables a los modernos convertidores de tiristores. (Las protecciones y los circuitos de disparo son obviamente diferentes).

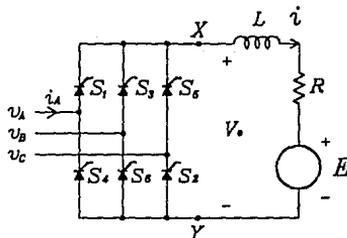
Algunos de los convertidores más usuales se muestran en la siguiente figura:

CIRCUITO	TIPO	CABALLAJE TÍPICO (HP)	FRECUENCIA DE RIZO	OPERACION POR CUADRANTE
	media onda	10-50	$3f_s$	
	semi-convertidor	15-150	$3f_s$	
	convertidor completo	100-150	$6f_s$	
	convertidor dual	200-2000	$6f_s$	

La frecuencia de rizo del voltaje terminal del motor es mayor que aquella de los convertidores monofásicos. Consecuentemente, los requerimientos de filtrado para suavizar la corriente del motor son menores. Esta corriente es además en general continua, y de aquí que la eficiencia del motor sea mejor comparada con los convertidores monofásicos.

El convertidor de media onda trifásico es impráctico para la mayoría de las aplicaciones pues las corrientes de la fuente de ca contendrían componentes de cd. Los semiconvertidores y los convertidores completos son más usados en la práctica. Los convertidores duales se usan en controladores reversibles teniendo tasas de potencia de hasta megawatts.

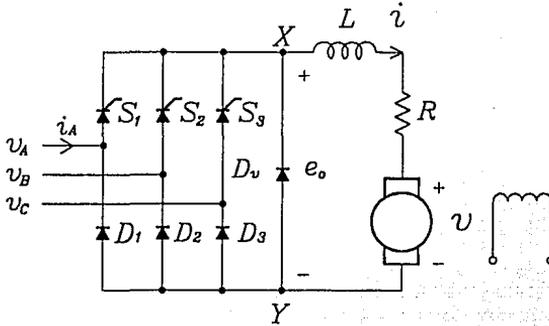
El circuito de potencia trifásico básico de un convertidor de 6 pulsos se describe aquí, y su esquema es:



Circuito Rectificador de Seis Pulsos

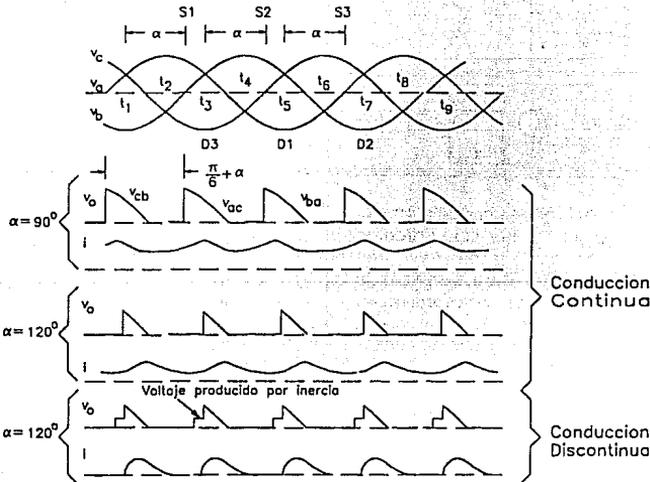
4.2.1. Semiconvertidor.

Si los tiristores 2, 4 y 6 los cambiamos por diodos de potencia, tendremos como resultado un semiconvertidor trifásico, cuyo esquema es el siguiente:



Semiconvertidor trifásico

y las formas de onda que analizaremos son:



El ángulo de disparo se mide desde el punto donde la conducción comenzaría si el tiristor en turno de conducción se reemplazase por un diodo. Así el rango del ángulo de disparo α para operación como rectificador y $E=0$ va de $\omega t = \pi/3$ ($\alpha=0$) hasta $\omega t = \pi$ ($\alpha_{max}=120^\circ$, compárese con $\alpha_{max}=180^\circ$ en

sistemas monofásicos). La conducción discontinua comienza para un α mayor de 60° . Debido a que en la gran mayoría de las aplicaciones la relación $\frac{L}{R}$ es grande, la conducción discontinua es menos importante, además de ser, en general,

indeseable. Los diodos 1, 2 y 3 conducen durante los intervalos de t_4 a t_6 , t_6 a t_8 y t_2 a t_4 , respectivamente. Si los tiristores 1, 2 y 3 fuesen diodos, conducirían de t_1 a t_3 , t_3 a t_5 y de t_5 a t_7 , respectivamente. Esto es, los puntos de interés son los cruces entre los voltajes V_a , V_b y V_c .

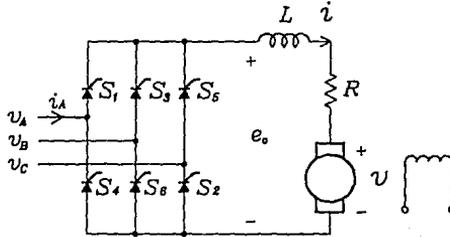
Los tiristores se encienden más rápido en los convertidores trifásicos, por consiguiente el tiempo disponible para cualquier tipo de caída de corriente es menor comparado con el caso monofásico. Esto hace que la corriente tienda a ser continua.

Durante el intervalo $(\pi/6+\alpha) \leq \omega t \leq \omega t_4$, S_1 y D_3 conducen. Por tanto la terminal X del motor está conectada al voltaje de fase V_a y la terminal Y a V_c . Así, el voltaje terminal del motor durante este

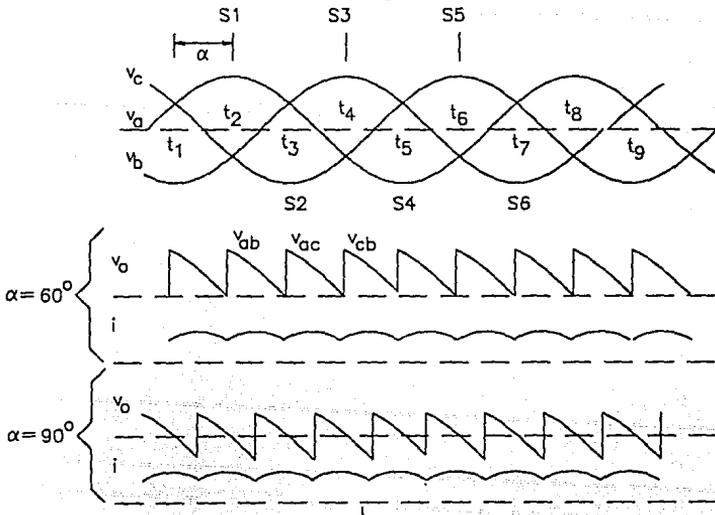
período es V_{ac} . En ωt_4 este voltaje es cero y tiende a ser cero conforme pasa el tiempo. Entonces el diodo volante D_1 se polariza en directa en ωt_4 y la corriente del motor circula a través de él hasta que el siguiente tiristor, S_2 sea encendido en $\pi/6+\alpha+2\pi/3$. En la ausencia de D_1 , el volante hubiese ocurrido a través de S_1 y D_1 . Para ángulos de disparo grandes, la corriente puede ser discontinua o continua, dependiendo de la demanda de corriente y la velocidad.

4.2.2. Convertidor completo.

Las dos figuras siguientes muestran el circuito de un convertidor completo y las formas de onda de voltajes y corrientes.



Convertidor Completo Trifásico



Los instantes de encendido de los tiristores están marcados para $\alpha=60^\circ$. Los tiristores son encendidos a intervalos de 60° , y el rizo del voltaje de las terminales del motor es de 6 pulsos por ciclo. Debido a que los tiristores son encendidos a una tasa mayor, la corriente del motor es casi siempre continua, por lo tanto los requerimientos de filtrado son menores que en un semiconvertidor.

En $\omega t = \pi/6 + \alpha$, S_1 se enciende, pero antes de este instante, S_6 fué encendido. Luego entonces, durante el intervalo $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/6 + \alpha + \pi/3)$, los tiristores S_1 y S_6 conducen y las terminales de armadura del motor están conectadas a la fase A y a la fase B, haciendo que la tensión de rotor de cuadratura sea V_{ab} . En $\pi/6 + \alpha + \pi/3$ el tiristor S_2 es encendido, e inmediatamente el tiristor S_6 se polariza en inversa y se apaga (a este proceso se le conoce como conmutación natural o conmutación de línea). La corriente de S_6 se pasa a S_2 y por consiguiente las terminales del motor están conectadas a la fase A mediante S_1 y a la fase C mediante S_2 , haciendo que el voltaje de armadura sea V_{ac} . Este procedimiento se repite cada 60° cuando un tiristor sea encendido. Nótese que los tiristores están numerados en la secuencia en que son encendidos.

El voltaje de las terminales del motor puede volverse negativo, para un ángulo de disparo de 120° . Esto es el modo de operación como inversor del convertidor. Si el voltaje del motor se cambia de polaridad con un contactor inversor o invirtiendo la corriente del estator de directa, la potencia puede ser transferida desde el motor hacia la fuente de ca. Esto es lo que comúnmente se conoce como regeneración. El motor se frenará debido a la entrega de potencia, y así la tensión del rotor de cuadratura se decrementará. Dado lo cual, mientras el motor se frena, el ángulo de encendido debe ser ajustado para mantener la corriente arriba y regenerar potencia.

El voltaje promedio de armadura del motor es:

$$V_q^r(\alpha) = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{\pi}{3}} (V_a - V_b) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6} V_{RMS}}{\pi} \cos \alpha$$

la velocidad promedio es

$$\omega_{prom}^r = \frac{V_q^r(\alpha) - R_q^r I_q^r}{G_{qd}^r I_d^r}$$

en un motor de cd con excitación independiente,

$$I_e = G_{qd}^r I_d^r$$

por lo tanto,

$$\omega_{prom}^r = \frac{V_q^r(\alpha)}{G_{qd}^r I_d^r} - \frac{R_q^r}{(G_{qd}^r I_d^r)^2} I_e$$

El primer término en la última ecuación representa la velocidad ideal sin carga (T_e es despreciable), la cual depende por tanto del voltaje del rotor de cuadratura en función del ángulo de disparo. Si la corriente del motor se supone continua, el voltaje terminal de armadura depende únicamente del ángulo de disparo α . El segundo término de la ecuación en análisis representa la caída de velocidad mientras el par del motor se incrementa. Gracias a que la resistencia del rotor de cuadratura es pequeña, el decremento de velocidad es pequeño también. En motores de grandes capacidades, la corriente sin carga no es pequeña, y si se usa un convertidor trifásico, la corriente del motor tiende a ser continua aún en condiciones sin carga. Por consecuencia, los sistemas trifásicos otorgan una mejor regulación de voltaje y eficiencia mejorada comparándolos con los sistemas monofásicos.

4.2.3. Control cosenoidal trifásico.

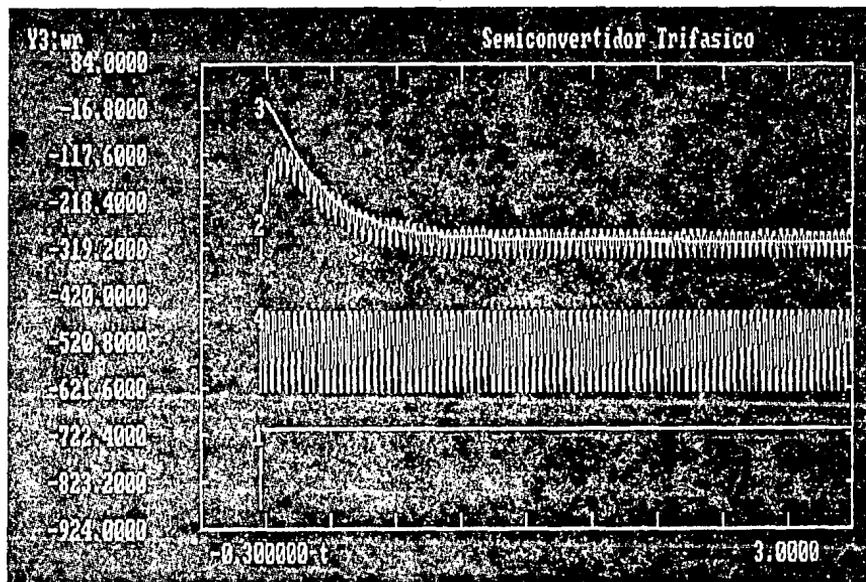
De igual manera que para los puentes monofásicos, es posible realizar el control del ángulo de encendido a mediante una gran variedad de esquemas. Para nuestros fines se realiza únicamente el análisis de un solo control: el cosenoidal.

Este control es una variación del realizado para puentes monofásicos, de tal suerte que sigue sus mismos principios de operación, notando que se triplican las funciones.

4.2.4. Simulación de un semiconvertidor trifásico con control cosenoidal.

Se usa, de igual manera que para los convertidores monofásicos, el modelo del motor de cd que se obtuvo en el capítulo 3.

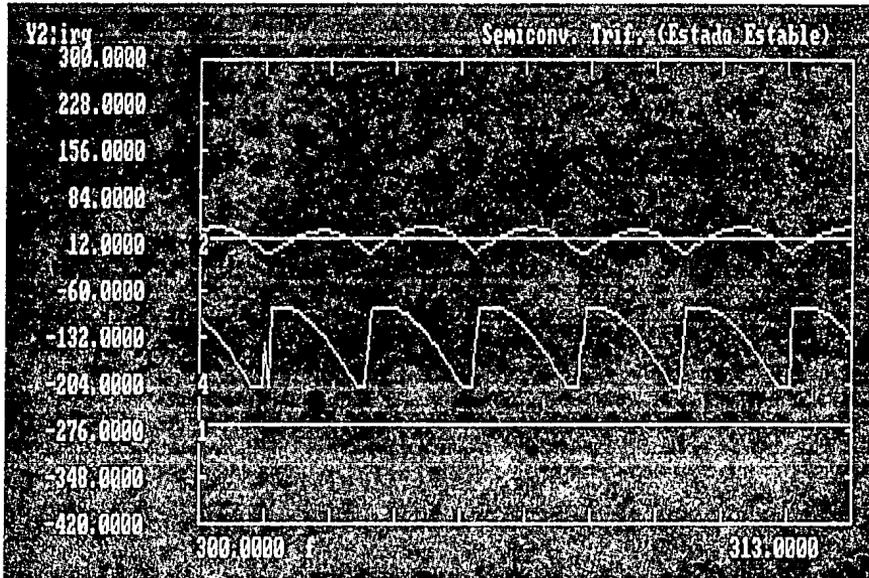
El diagrama de TutSim se encuentra en los anexos a este trabajo, y las gráficas (el listado se encuentra en el apéndice E) son:



Los bloques de graficación de esta simulación son:

```

Model File: 42*4puet.sim
Date: 7/29/1991
Time: 14:45
Timing: 0.0010000,DELTA: 100.0000,RANGE
Plotblocks and Scales:
Format:
BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum ;Comment
Horz: 5001, -0.3000000, 3.0000 ;t
Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 ;isd
Y2: 7705,-420.0000, 300.0000 ;irg
Y3: 9104,-924.0000, 84.0000 ;wr
Y4: 7906,-522.0000, 1.269E+03 ;vrq
    
```

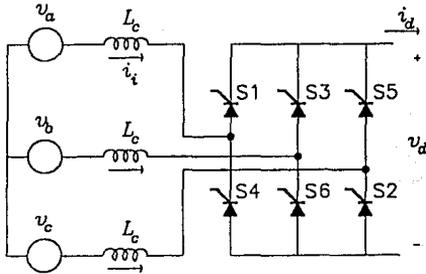


En este caso se obtiene una corriente de armadura continua, que es un modo de conducción deseado, pero los tiempos de respuesta del sistema aún son relativamente grandes; la curva de velocidad mejora con respecto al convertidor monofásico completo, pero no es lo óptimo.

Capítulo 4:

4.2.5. Simulación de un convertidor completo trifásico con inductancia de conmutación.

La figura siguiente muestra el circuito a analizar:



El análisis estará basado en las siguientes condiciones: la fuente de ca trifásica está balanceada, la corriente de salida del convertidor es constante, los tiristores presentan una impedancia infinita cuando están polarizados en inversa o cuando no existe señal en sus respectivas compuertas y cuando conducen la caída de tensión entre ánodo y cátodo es despreciable.

Suponiendo que los voltajes de ca de la fuente son cosenoides, tendremos que el voltaje de salida del convertidor, v_d , será el voltaje entre líneas, y para el intervalo de $0 \leq \omega t \leq \pi/3$

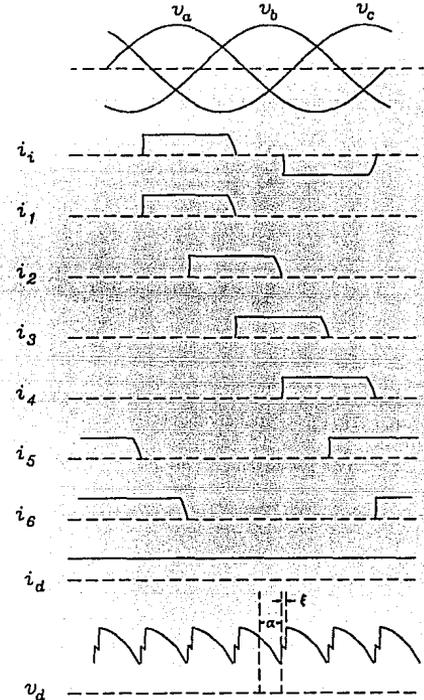
$$v_d = v_a - v_c = v_{ac} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \sqrt{3} \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{6} \right]$$

Ahora bien, para $L_c=0$ y $\alpha=0$ se tiene que el voltaje promedio de salida es

$$V_{dpo} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} \sqrt{3} \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{6} \right] d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

Cuando L_c es cero, el proceso de *intercambio de corriente* de un tiristor a otro sucede instantáneamente. Es claro que la conmutación instantánea no puede ocurrir en la práctica debido a siempre existe una inductancia entre la fuente de

ca y el convertidor. La operación del convertidor con inductancia de conmutación L_c y α diferente de cero se muestra a continuación:



Durante la conmutación, las fases A y B se cortocircuitan a través de las dos inductancias. La ecuación de voltaje en esta trayectoria es:

$$v_b - v_a = 2L_c \frac{di_{cc}}{dt}$$

donde i_{cc} es la corriente de cortocircuito, considerada positiva a través de S_3 . Resolviendo para i_{cc} :

$$i_{cc} = \frac{1}{2L_c} \int V_m \sqrt{3} \cos \left[\omega t - \frac{5\pi}{6} \right] dt = \frac{V_m \sqrt{3}}{2\omega L_c} \sin \left[\omega t - \frac{5\pi}{6} \right] + C$$

pero cuando $\omega t = \pi/3$, $i_{cc} = 0$, así

$$C = \frac{V_m \sqrt{3}}{2\omega L_c} \cos \alpha$$

quedando

$$i_{cc} = \frac{V_m \sqrt{3}}{2\omega L_c} \left[\cos d + \sin \left[\omega t - \frac{5\pi}{6} \right] \right]$$

La conmutación termina en $\omega t = \pi/3 + \xi$, donde $I_d = i_{cc}$, así

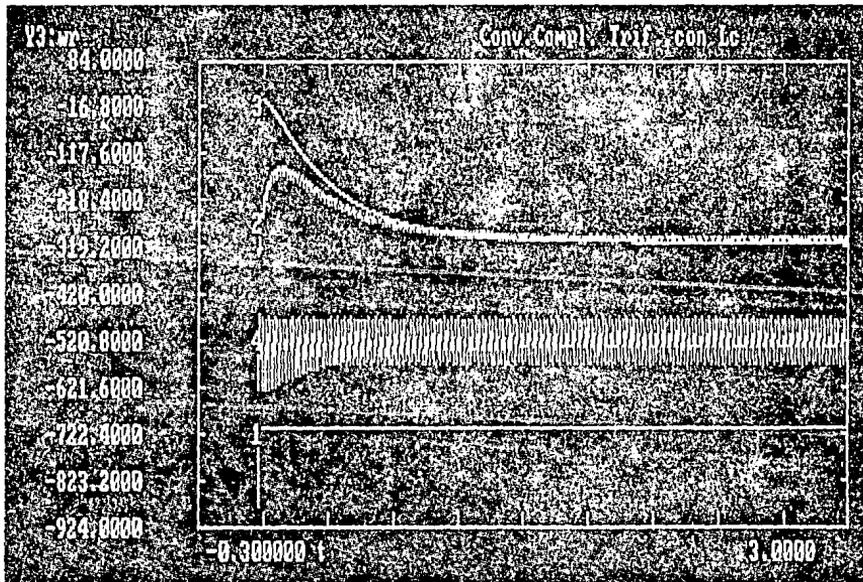
$$I_d = \frac{V_m \sqrt{3}}{2\omega L_c} \left[\cos d - \cos(d + \xi) \right]$$

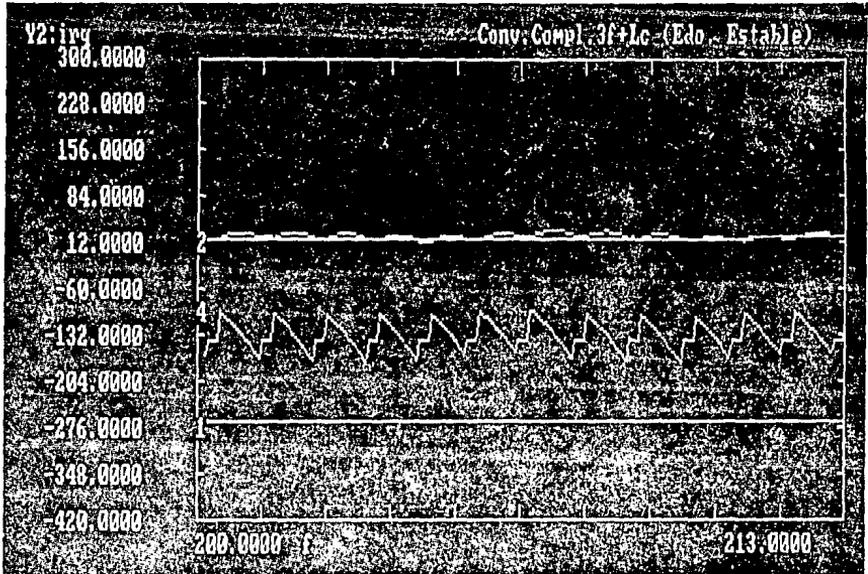
$$V_{dp} = V_{dps} \cos d - \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}-\alpha+\xi} V_m \sqrt{3} \cos \left[\omega t - \frac{5\pi}{6} \right] d(\omega t) = \frac{V_{dps}}{2} \left[\cos d + \cos(d + \xi) \right]$$

Resolviendo la ecuación de corriente promedio para $\cos(\alpha + \xi)$ y sustituyéndola en la ecuación anterior, queda la expresión general para el voltaje promedio de salida del convertidor:

$$V_{dp} = V_{dps} \cos d - \frac{3\omega L_c}{\pi} I_d$$

Las gráficas obtenidas de la simulación son:





Model File: 4275puet.sim
 Date: 7/29/1901
 Time: 14:47
 Timing: 0.0010000, DELTA: 100.0000, RANGE
 PlotBlocks and Scales:
 Format:
 BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum ;Comment
 Horz: 5001, -0.3000000, 3.0000 ;t
 Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 ;isd
 Y2: 7705, -420.0000, 300.0000 ;irq
 Y3: 0104, -024.0000, 84.0000 ;wr
 Y4: 7000, -522.0000, 1.260E+03 ;vrq

El diagrama de tal simulación está en los esquemas anexos a este trabajo.

Y el listado correspondiente se encuentra en el apéndice E.

En esta simulación la corriente de armadura sufre un sobrepaso menor con respecto al semiconvertidor trifásico, la corriente de rizo es mucho menor -llegando casi a ser casi nulo- y a una frecuencia más alta que la de los puentes monofásicos, evitando así el uso de filtros. La corriente de rotor es continua, así no se tienen tantos problemas con armónicas en la línea de suministro.

4.3. Choppers.

Transportes como el metro, trolebuses y autos eléctricos hacen uso de una fuente de voltaje fija, la cual para efectos de variación de velocidad convierten en fuente variable.

Tradicionalmente se utilizaban controles de resistencia variable o M-G, pero en los años sesenta surgieron los tiristores de alta potencia, con los que se pueden construir circuitos de tipo inversor/rectificador y los conocidos como choppers.

Un chopper es el equivalente, en cd, de un transformador de ca, es decir, convierte cd a cd.

Sus ventajas son, entre otras:

Poca disipación de energía en forma de calor (alta eficiencia).

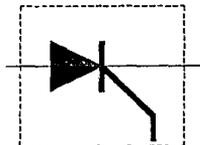
Ahorro (prácticamente no hay pérdidas).

Posee frenado regenerativo (regresa energía a la fuente).

4 3 1. Principios básicos.

Idealmente un chopper se considera como un interruptor de encendido/apagado. Este conecta y desconecta la carga de la fuente, lo que da como resultado un voltaje "recortado" a partir de una fuente fija.

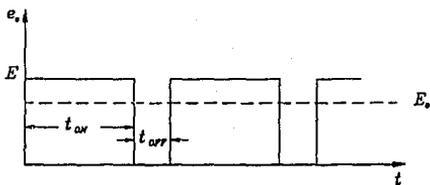
Su representación gráfica es un SCR dentro de un recuadro punteado.



Si sabemos que:

t_{on} : Tiempo que esta encendido el chopper (carga conectada a fuente).

t_{off} : Tiempo de chopper apagado (carga desconectada). La corriente del motor fluye por D_v (diodo volante).



entonces:

$$E_o = \text{voltaje de salida}$$

$$E_o = E \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = E \frac{t_{on}}{T} = \alpha E$$

donde:

$$T = \text{Periodo del chopper (de recortado)} = t_{on} + t_{off}$$

$$\alpha = \text{ciclo de trabajo} = \frac{t_{on}}{T}$$

De lo anterior se observa que E_o se controla variando α en una de las dos siguientes formas:

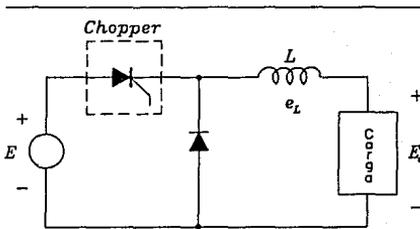
a Frecuencia constante ($f = \frac{1}{T}$)

$$\left. \begin{array}{l} T = \text{cte} \\ t_{on} = \text{variable} \end{array} \right\} \text{PWM (Pulse width modulation).}$$

a Frecuencia variable

$$\left. \begin{array}{l} T = \text{variable} \\ t_{on} = \text{cte } \delta \\ t_{off} = \text{cte} \end{array} \right\} \text{FM (Frequency modulation).}$$

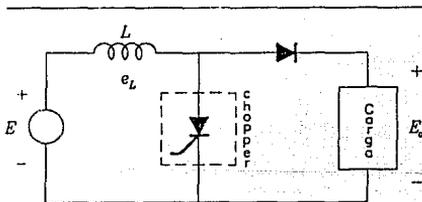
4.3.2. Esquema para bajar voltaje ($E_0 < E$).



Circuito para bajar voltaje

En el esquema presentado, el valor medio del voltaje de salida E_0 es menor a E debido a que a intervalos de tiempo (t_{off}) la carga se encuentra desconectada de la fuente, a pesar de que la corriente de carga sigue fluendo a través de D_V y L . En t_{off} el chopper es un circuito abierto.

4.3.3. Esquema para subir voltaje ($E_0 > E$).



Circuito para subir voltaje

Durante t_{on} la inductancia L se encuentra conectada a la fuente E , almacenándose energía en la primera. Si despreciamos el rizo de la corriente de la fuente, la energía que entra a la inductancia es:

$$W_t = EI t_{on}$$

En t_{off} la corriente de la inductancia L es forzada a circular a través del diodo y la carga. El voltaje inducido e_L es negativo. Este se suma al de la

fuentes para forzar la corriente hacia la carga, liberándose la energía almacenada, la cual sería:

$$W_o = (E_0 - E) I t_{off}$$

Si hablamos de un sistema sin pérdidas en estado estable, las energías de salida y entrada deben ser iguales por lo tanto:

$$EI t_{on} = (E_0 - E) I t_{off}$$

de donde:

$$E_0 = E \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \quad \text{ó} \quad E_0 = \frac{E}{1 - \alpha}$$

para lo cual, una variación de α en el rango:

$$0 < \alpha < 1$$

resulta E_0 en el rango:

$$E < E_0 < \infty$$

4.3.4. Formas de conmutación.

Un chopper no es un simple interruptor de encendido/apagado. En realidad se compone de un SCR principal de potencia que actúa como interruptor y, su circuitería de conmutación asociada para el control de apagado.

Existen dos clases de circuitos de conmutación clasificados de acuerdo a la causa que provoca el apagado del tiristor. Estas dos clases son:

Conmutación forzada.

En ella, como su nombre lo denota, la corriente que fluye a través del SCR es forzada a ser nula para apagar el dispositivo. Esto se puede lograr por 2 métodos:

- a) **Conmutación por voltaje.** Un capacitor momentaneamente cargado polariza en inversa al SCR que conduce y lo apaga.
- b) **Conmutación por corriente:** Se hace circular, en sentido inverso, un pulso de corriente a través del

SCR. Por la suma de corrientes en el SCR llega un momento en que la corriente es nula y el dispositivo se apaga.

Conmutación por carga.

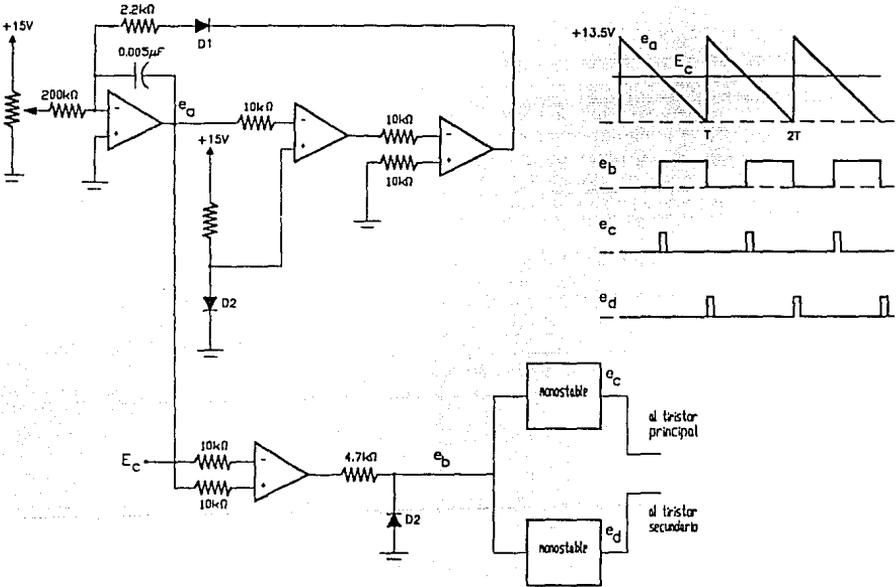
La corriente de carga que fluye a través del SCR se vuelve cero o es transferida a otro dispositivo.

4.3.5. Simulación.

Se generará la forma de onda (onda cuadrada) para t_{on} y t_{off} dados. Dicha señal se alimentará al esquema del motor de cd obtenido en el capítulo 3.

El esquema electrónico para la generación de los pulsos de disparo es el siguiente:

Esquema de Control de Disparo para Tiristores de un Chopper



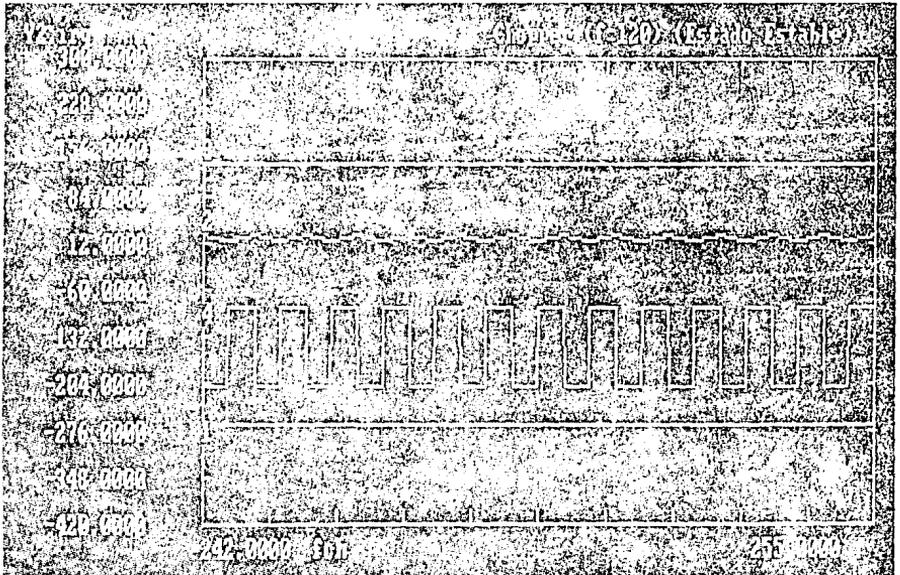
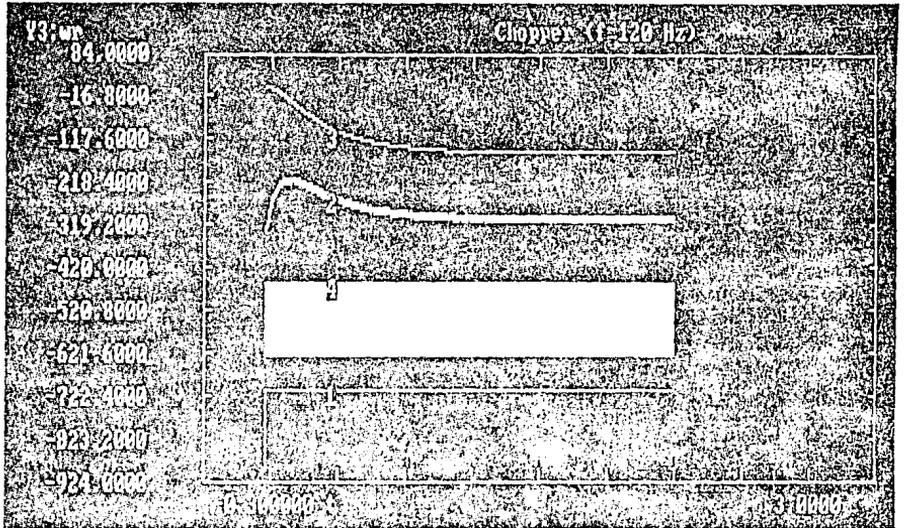
Los bloques de graficación son:

```

Model File: 43*5puct.slm
Date: 7/29/1991
Time: 14:50
Timing: 100.000E-06,DELTA: 30.0000,RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum ;Comment
Horz: 5001, -0.3000000, 3.0000 ;t
Y1: 8701, -0.2400000, 5.5200 ;isd
Y2: 6813,-420.0000, 300.0000 ;irq
Y3: 9104,-924.0000, 84.0000 ;wr
Y4: 6301,-336.0000, 816.0000 ;vrq
    
```

El diagrama de la simulación se halla en los anexos a este trabajo, y su correspondiente listado se encuentra en el apéndice E.

Y las gráficas que se obtuvieron son:



En esta simulación podemos ver que las curvas siguen un patrón bastante suavizado, y llegan a un valor

estable comparativamente más rápido que en los puentes rectificadores, pero el problema aquí es la fuente de suministro de cd, pues si es de baterías es de corta vida; además de que los circuitos de conmutación y de frecuencia de encendido son más difíciles de calcular y de ajustar, aunque los sistemas de baterías son utilizados actualmente en los automóviles eléctricos.

4.4. Bibliografía.

[1] Sen, P. C.

THYRISTOR DC DRIVES

John Wiley & Sons, 1981.

[2] Stefanovic, V.R.

THYRISTOR RECTIFIERS AND
SYNCHRONOUS INVERTERS

IEEE Press, 1978

[3] Dewan, S.B. ; Straughen, A.

POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS

John Wiley & Sons, 1981.

[4] Dewan, S.B. ; Slemon, G.R.; Straughen, A.

POWER SEMICONDUCTOR DRIVES

John Wiley & Sons, 1984.

[5] GENERAL ELECTRIC SCR MANUAL

Prentice-Hall, 1982.

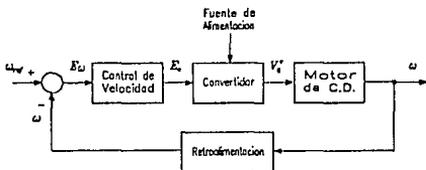
[6] Krause, P. C.

ANALYSIS OF ELECTRIC MACHINERY

McGraw-Hill, 1986

5. CONTROL ANALÓGICO.

Los motores de cd se usan ampliamente en muchos controladores de velocidad. La operación de lazo abierto de los motores de cd puede no ser satisfactoria en muchas aplicaciones. Por ejemplo, la velocidad cambia si el ángulo de disparo se mantiene constante y el par aplicado al motor de cd se incrementa. Sin embargo, si el control requiere operación a velocidad constante el ángulo de disparo debe cambiar para mantener la velocidad invariable. Esto puede lograrse en un sistema de malla cerrada, cuyo esquema básico se muestra:



Si la velocidad del motor decrece debido a la aplicación del par adicional de carga, el error de velocidad E_ω se incrementa, lo que incrementa la señal de control E_c . Esta a su vez cambia el ángulo de disparo del convertidor y así se incrementa el voltaje de armadura del rotor. Un incremento en este voltaje desarrolla más par para reestablecer

la velocidad del sistema. El sistema pasa entonces por un período transitorio hasta que el par desarrollado compensa al par aplicado.

Un sistema de lazo cerrado generalmente tiene las ventajas de mayor precisión, respuesta dinámica mejorada y efectos reducidos de perturbaciones tales como carga. Cuando los requerimientos del sistema incluyen aceleración y desaceleración rápidas, es necesario el control de lazo cerrado. En un sistema de malla cerrada hasta las características de todo el conjunto controlador pueden ser modificadas. De esta forma, el sistema puede obligarse a operar a par constante o a caballaje constante sobre un rango específico de velocidad, un requisito indispensable en los sistemas de tracción. La protección de los circuitos puede obtenerse en un sistema de control realimentado. De hecho, la mayoría de los sistemas industriales operan como tales.

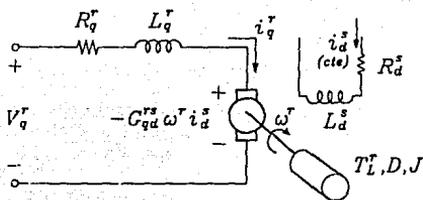
La respuesta de un sistema de lazo cerrado puede estudiarse usando técnicas de funciones de transferencia. Para simplicidad y facilidad de entendimiento, el sistema (que contiene el modelo de la máquina de cd obtenido a partir de la máquina primitiva) se reduce al orden más bajo posible.

5.1. Convertidores con motores de cd con excitación independiente.

La excitación separada en un motor de cd hace el control de velocidad relativamente fácil. En la mayoría de las aplicaciones el voltaje de inducido del motor se controla en un sistema de malla cerrada, como se mostró en la figura anterior. Otras características de protección, tales como limitación de corriente, se agregan al sistema de control realimentado. Las funciones de transferencia del motor y sus componentes de control asociados y el sistema total se derivarán para determinar la respuesta dinámica del convertidor.

5.1.1. Función de transferencia del motor de cd.

En este caso, trataremos únicamente con control de inducido, por lo que la tensión de inductor se considerará constante, hecho que además de simplificar el análisis, linealiza las ecuaciones a tratar. Esquemáticamente:



Entonces, la ecuación de voltaje del inducido y la de la puerta mecánica son:

$$V_q^r = -G_{qd}^r i_d^r \omega^r + (R_q^r + L_q^r p) i_q^r$$

$$T_e = G_{qd}^r i_d^r i_q^r = T_L^r - (D + Jp) \omega^r$$

las cuales, transformadas al dominio de Laplace, quedan:

$$V_q^r(s) = -G_{qd}^r i_d^r \Omega^r(s) + R_q^r I_q^r(s) + sL_q^r I_q^r(s)$$

$$T_e(s) = G_{qd}^r i_d^r I_q^r(s) = T_L^r(s) - D\Omega^r(s) - sJ\Omega^r(s)$$

así, de estas dos últimas ecuaciones:

$$I_q^r(s) = \frac{V_q^r(s) + G_{qd}^r i_d^r \Omega^r(s)}{R_q^r + sL_q^r}$$

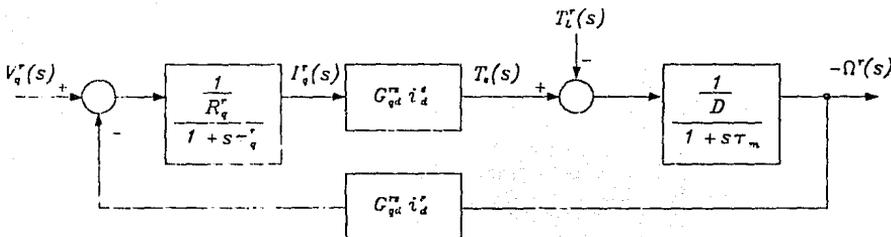
$$I_q^r(s) = \frac{V_q^r(s) + G_{qd}^r i_d^r \Omega^r(s)}{R_q^r + sL_q^r} = \frac{V_q^r(s)}{R_q^r + sL_q^r} + \frac{G_{qd}^r i_d^r \Omega^r(s)}{R_q^r + sL_q^r}$$

donde $\tau_q^r = \frac{L_q^r}{R_q^r}$ es la constante de tiempo eléctrica del inducido

$$-\Omega^r(s) = \frac{G_{qd}^r i_d^r I_q^r(s) - T_L^r(s)}{D + sJ} = \frac{G_{qd}^r i_d^r I_q^r(s) - T_L^r(s)}{D + sJ}$$

donde $\tau_m = \frac{J}{D}$ es la constante de tiempo mecánica del motor

Estas relaciones se muestran en el diagrama de bloques siguiente :



El lazo de retroalimentación representa la fuerza contraelectromotriz. Tal voltaje es el que provee la regulación de velocidad moderada inherente en el motor de cd con excitación independiente. De la

última figura, se puede obtener una expresión para el cambio de velocidad $\Omega^r(s)$ debida a perturbaciones en el voltaje aplicado al inducido y en el par de carga:

$$- \Omega^x(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)H_1(s)} V_q^x(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s)H_2(s)} T_L^x(s)$$

donde $G_1(s) = \frac{\frac{1}{R_q^x}}{1 + s\tau_q^x} (G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm}) \frac{1}{D}$; $H_1(s) = G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm}$

$$G_2(s) = \frac{\frac{1}{D}}{1 + s\tau_m} ; H_2(s) = \frac{(G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm})^2}{1 + s\tau_q^x} - \frac{R_q^x}{1 + s\tau_q^x}$$

Si por ahora despreciamos el par de carga, con estas ecuaciones tendremos:

$$- \frac{\Omega^x(s)}{V_q^x(s)} = \frac{G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm}}{(G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm})^2 + R_q^x D (1 + s\tau_q^x) (1 + s\tau_m)}$$

Si la constante eléctrica del inducido es mucho menor que la mecánica (que casi siempre ocurre), entonces la constante eléctrica puede ser despreciada, y la expresión anterior se simplifica a:

$$- \frac{\Omega^x(s)}{V_q^x(s)} = \frac{G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm}}{(G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm})^2 + R_q^x D + R_q^x D s\tau_m} = \frac{k_m}{1 + s\tau_{m1}}$$

donde $\tau_{m1} = \frac{R_q^x D}{(G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm})^2 + R_q^x D} \tau_m$; $\tau_{m1} < \tau_m$

$$k_m = \frac{G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm}}{(G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm})^2 + R_q^x D}$$

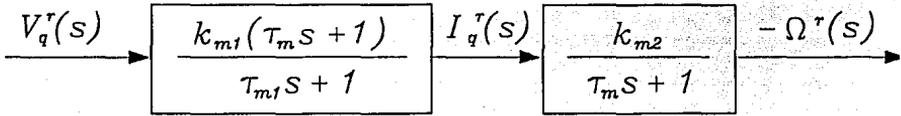
y de la figura anterior,

$$- \frac{\Omega^x(s)}{I_q^x(s)} = \frac{\frac{G_{qd}^{x\pm} i_d^{\pm}}{D}}{1 + s\tau_{m1}} = \frac{k_m}{1 + s\tau_{m1}}$$

entonces

$$- \frac{I_q^x(s)}{V_q^x(s)} = \left[- \frac{\Omega^x(s)}{V_q^x(s)} \right] \left[- \frac{I_q^x(s)}{\Omega^x(s)} \right] = \frac{k_m (1 + s\tau_m)}{1 + s\tau_{m1}}$$

De tal forma que el motor puede ser representado, para propósitos de análisis de control de voltaje, como dos bloques como se muestra:

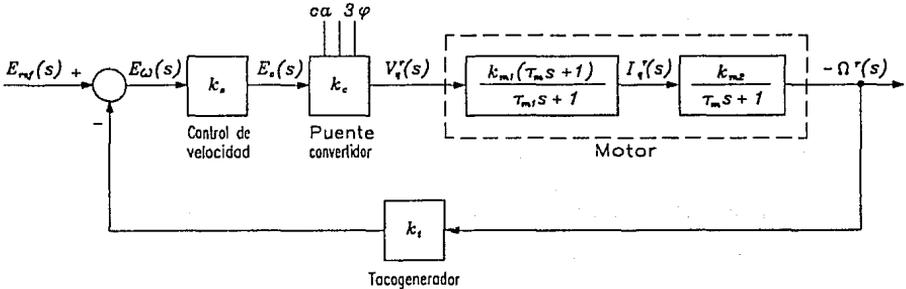


Las constantes de ganancia k_{m1} , k_{m2} y k_m son como sigue:

$$k_{m1} = \frac{D}{(G_{qd}^{rs} s)^2 + R_q^r} = \frac{k_m}{\frac{G_{qd}^{rs} s}{D}} ; k_{m2} = \frac{G_{qd}^{rs} s}{D} ; k_m = k_{m1} k_{m2}$$

5.2. Control de velocidad de lazo cerrado.

Si se conecta mecánicamente un tacogenerador de cd a la flecha del motor, una señal de velocidad puede realimentarse y el error $E_\omega(s)$ puede usarse para controlar la tensión de inducido, tal como sigue:



donde el voltaje aplicado de inducido se controla por un convertidor completo trifásico. Utilizando un esquema de disparo cosenoidal (control cosenoidal), una relación lineal entre el voltaje de control E_c y la tensión de inducido puede ser obtenida. Si el pequeño tiempo de retraso asociado con el convertidor se desprecia, entonces,

$$\frac{V_q^r(s)}{E_c(s)} = k_c = \frac{3\sqrt{2} V_{LL}}{\pi \hat{E}_c}$$

donde \hat{E}_c corresponde a un ángulo de disparo de 0° y V_{LL} es el voltaje *rms* de ca entre líneas.

5.2.1. Control proporcional de velocidad.

Varios tipos de controles pueden ser implementados. Dos de los más comunes son el proporcional (P) y el proporcional-integral (PI). Primero consideraremos un control P.

Del último diagrama de bloques tenemos que:

$$-\frac{\Omega^p(s)}{E_{ref}(s)} = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)H_1(s)}$$

$$G(s) = \frac{k_s k_c k_{m1} k_{m2}}{1 + s\tau_{m1}} \quad H(s) = k_t$$

$$-\frac{\Omega^p(s)}{E_{ref}(s)} = \frac{k_1}{1 + s\tau_1}$$

donde $k_1 = \frac{k_s k_c k_{m1} k_{m2}}{k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t + 1}$; $\tau_1 = \frac{\tau_{m1}}{k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t + 1}$

si $k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t > 1$, entonces

$$k_1 \approx \frac{1}{k_t} \quad ; \quad \tau_1 = \frac{\tau_{m1}}{k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t}$$

y

$$\frac{I_q^p(s)}{E_{ref}(s)} = \left[-\frac{\Omega^p(s)}{E_{ref}(s)} \right] \left[-\frac{I_q^p(s)}{\Omega^p(s)} \right] = \frac{k_1 (1 + s\tau_m)}{k_{m2} (1 + s\tau_1)}$$

La respuesta de corriente a un cambio escalón en la entrada E_{ref} es:

5.3. Control de corriente.

El análisis del control de velocidad revela que sería benéfico limitar la corriente a un valor máximo permisible. Este objetivo no puede obtenerse con el esquema anterior, en donde el voltaje del motor es controlado por el error de velocidad. Cualquier intento de fijar este error de velocidad limitará el voltaje del rotor. Si las

$$I_q^p(s) = \frac{E_{ref} k_1 (1 + s\tau_m)}{s k_{m2} (1 + s\tau_1)} = \frac{A_1}{s} + \frac{A_2}{s + \frac{1}{\tau_1}}$$

donde:

$$A_1 = \frac{E_{ref} k_1}{k_{m2}} \quad ; \quad A_2 = \frac{E_{ref} k_1}{k_{m2}} \left(\frac{\tau_m}{\tau_1} - 1 \right)$$

antitransformando en Laplace, para obtener la corriente de inducido en el dominio del tiempo, nos queda:

$$i_q(t) = \frac{A_1}{s} \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right]$$

Debido a que $\tau_m > \tau_1$, τ_1 puede despreciarse. Normalizando esta corriente con respecto al cambio en estado permanente,

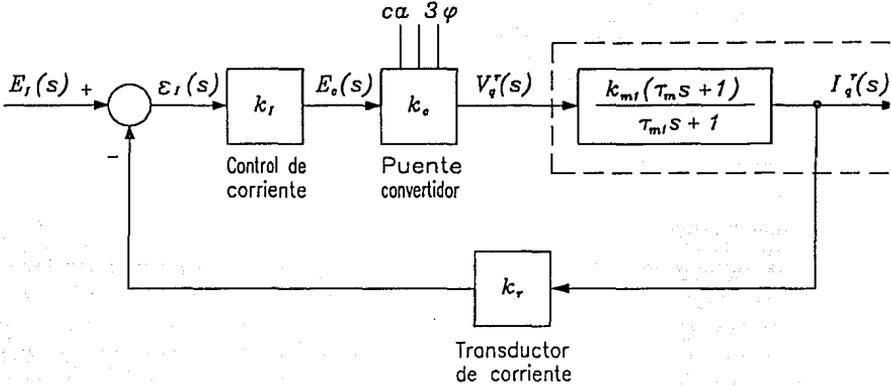
$$\frac{i_q^p(t)}{i_q^p(1+\infty)} \approx 1 + \left(\frac{\tau_m}{\tau_1} \right) e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

Esta ecuación muestra que un cambio de entrada en E_{ref} resulta en un cambio repentino grande en la corriente que decae lentamente. Este transitorio de sobrecorriente es indeseable desde el punto de vista de las especificaciones del convertidor y su protección. Esto es particularmente el caso para el arranque u otros cambios grandes.

pérdidas en la armadura se desprecian, fijar el error de velocidad limitará la velocidad, pero no la corriente. Sin embargo, un límite de corriente puede implementarse si primero construimos un lazo interno de control usando el error de velocidad fijo como la referencia de corriente.

5.3.1. Control proporcional (P) de corriente.

El lazo interno de control de corriente se muestra a continuación:



del cual, la función de transferencia es:

$$\frac{I_q^*(s)}{E_I(s)} = \frac{k_I k_c k_{m1} \frac{1 + \tau_n s}{1 + \tau_{n1} s}}{1 + k_x k_I k_c k_{m1} \frac{1 + \tau_n s}{1 + \tau_{n1} s}} = k_{Ic} \frac{1 + \tau_n s}{1 + \tau_{m2} s}$$

donde:

$$k_{Ic} = \frac{k_I k_c k_{m1}}{1 + k_x k_I k_c k_{m1}} \quad ; \quad \tau_{m2} = \frac{\tau_n k_x k_I k_c k_{m1} + \tau_{n1}}{1 + k_x k_I k_c k_{m1}}$$

pero como $k_I k_c k_{m1} > 1$, tenemos:

$$k_{Ic} \approx \frac{1}{k_x} \quad ; \quad \tau_{m2} \approx \tau_m + \frac{\tau_{m1}}{k_x k_I k_c k_{m1}}$$

Además, $\tau_m > \tau_{m1}$, por tanto

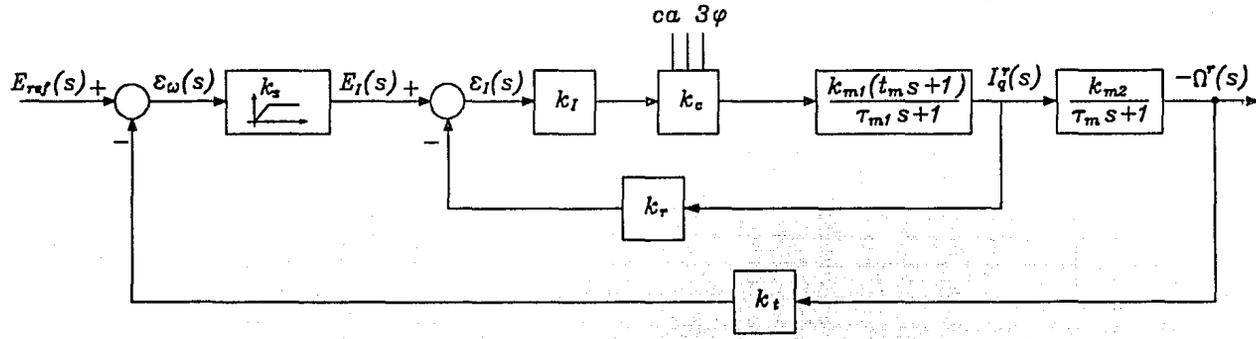
$$\tau_{m2} \approx \tau_m$$

En todas las ecuaciones de esta sección aparece que una cancelación de un polo-cero es posible, resultando ningún sobretiro o retraso de tiempo. En la práctica habrá un retraso debido a la constante de tiempo eléctrica del circuito de inducido y el retraso del convertidor. Ambos son lo

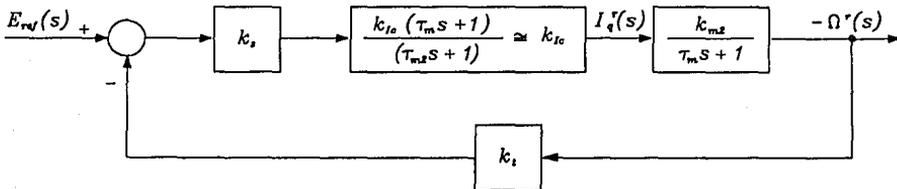
suficientemente pequeños como para ser despreciados como se hizo aquí. Luego entonces:

$$\frac{I_q^*(s)}{E_I(s)} = k_{Ic} \approx \frac{1}{k_x}$$

Debido a que la corriente de armadura está directamente relacionada con la referencia de corriente, un límite en E_I efectivamente limitará la corriente. Este lazo interno ahora puede ser incorporado dentro del lazo de control de velocidad, usando el error fijo de velocidad como la referencia de corriente E_I . La implementación de este esquema es:



El diagrama puede ser simplificado utilizando la última expresión y despreciando la fijación no lineal del error de velocidad, o sea:



Ahora, refiriéndonos a este diagrama,

$$\frac{\Omega^*(s)}{E_{ref}(s)} = \frac{k_s k_{Ic} k_t \frac{1}{1 + \tau_m s}}{1 + \frac{k_t k_s k_{Ic} k_m2}{1 + \tau_m s}} = \frac{k_2}{1 + \tau_1 s}$$

donde:

$$k_2 = \frac{k_s k_{Ic} k_t}{1 + k_t k_s k_{Ic} k_m2} ; \quad \tau_1 = \frac{\tau_m}{1 + k_t k_s k_{Ic} k_m2}$$

para cuando $k_t k_s k_{Ic} k_m2 > 1$,

$$k_2 \approx \frac{1}{k_t} ; \quad \tau_1 \approx \frac{\tau_m}{k_t k_s k_{Ic} k_m2}$$

Además,

$$\frac{I_q^*(s)}{E_{ref}(s)} = \left[\frac{\Omega^*(s)}{E_{ref}(s)} \right] \left[-\frac{I_q^*(s)}{\Omega^*(s)} \right] = \frac{k_t (1 + s\tau_m)}{k_m2 (1 + s\tau_1)}$$

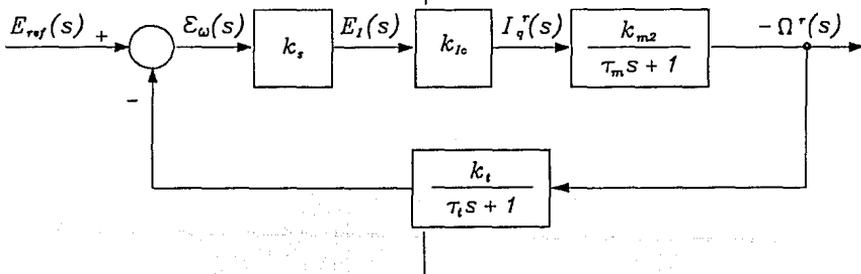
que no es muy diferente de la que se obtuvo para el control de velocidad, aunque solo es válida mientras la corriente de armadura sea menor que el valor límite. Si durante cambios de aceleración o carga el error de velocidad es tan grande como para que E_i se fije al valor máximo E_i , la corriente se limita a un valor máximo:

$$I_q^* = k_{Ic} E_i$$

De la última figura, la velocidad es entonces descrita por:

$$-\Omega^*(s) = I_q^*(s) \frac{k_m2}{1 + \tau_m s} = \frac{I_a}{s} \frac{k_m2}{1 + \tau_m s}$$

donde I_a es el cambio en la corriente desde un valor inicial hasta el valor máximo. Algunas veces un filtro se usa para reducir el rizo en la salida del tacogenerador, como se muestra:



La función de transferencia resultante es:

$$\frac{\Omega^r(s)}{E_{ref}(s)} = \frac{k_s k_m k_{ic}}{1 + k_t k_s k_m k_{ic}} \frac{1 + s\tau_f}{1 + s \frac{\tau_m + \tau_t}{k^l} + s^2 \frac{\tau_m \tau_t}{k^l}}$$

donde:

τ_f = constante de tiempo del filtro del tacogenerador

$$k^l = 1 + k_t k_s k_m k_{ic} \approx k_t k_s k_m k_{ic}$$

Además,

$$\frac{I_q^r(s)}{E_{ref}(s)} = \left[-\frac{\Omega^r(s)}{E_{ref}(s)} \right] \left[-\frac{I_q^r(s)}{\Omega^r(s)} \right] = \frac{k_s k_m (1 + s\tau_m)(1 + s\tau_f)}{\left[1 + k_t k_s k_m k_{ic} \right] \left[1 + s \frac{\tau_m + \tau_t}{k^l} + s^2 \frac{\tau_m \tau_t}{k^l} \right]}$$

5.3.2. Control PI de corriente.

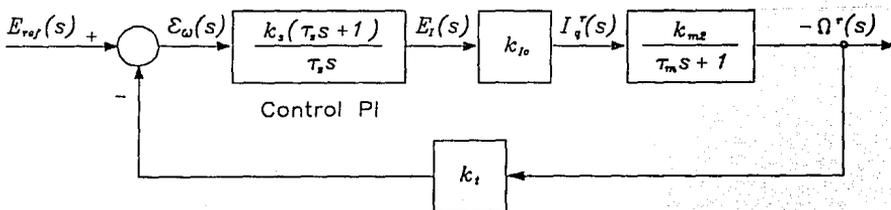
La adición de realimentación integral puede usarse para eliminar el error en estado permanente y para reducir la ganancia requerida. Para obtener esta componente integral, el controlador P de

velocidad es sustituido por un controlador PI. La nueva función de transferencia es:

$$\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s}$$

Entonces, la función de transferencia general y su diagrama de bloques son:

$$\frac{\Omega^r(s)}{E_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_s k_m k_{ic} (1 + \tau_i s)}{(\tau_i s)(1 + \tau_i s)}}{1 + \frac{k_t k_s k_m k_{ic} (1 + \tau_i s)}{(\tau_i s)(1 + \tau_i s)}}$$



Para $k_t k_s k_m k_{ic} > 1$,

$$\frac{\Omega^r(s)}{E_{ref}(s)} = \frac{1}{k_t} \frac{1 + \tau_i s}{1 + \tau_i s + \tau_i \tau_2 s^2}$$

donde:

$$\tau_2 = \frac{\tau_m}{k_t k_s k_m k_{ic}}$$

y gracias a los desarrollos anteriores,

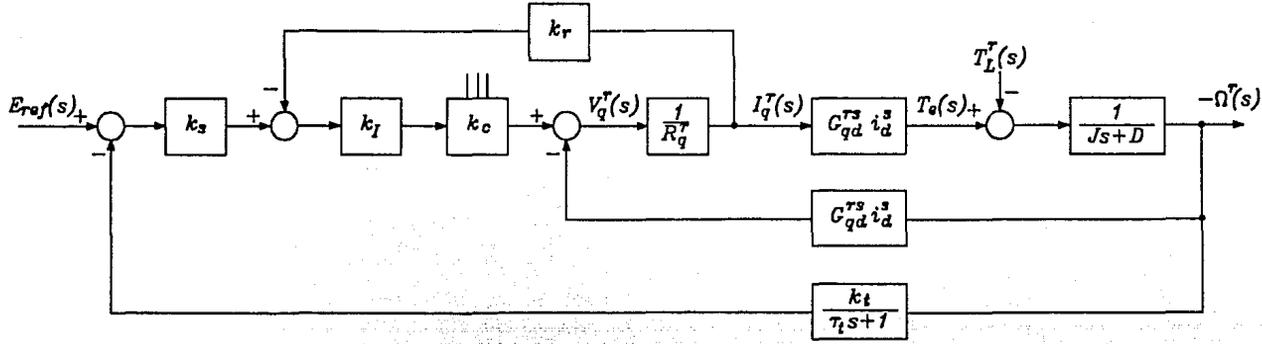
$$\frac{I_q^*(s)}{E_{ref}(s)} = \begin{bmatrix} -\Omega^*(s) \\ \Sigma_{ref}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q^*(s) \\ \Omega^*(s) \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{k_t k_{m2}} \right) \frac{(1 + \tau_s s)(1 + \tau_m s)}{1 + \tau_s s + \tau_s \tau_f s^2}$$

5.4. Perturbación en el par de carga.

En algunas aplicaciones una carga se aplica repentinamente al motor. El efecto de tal carga se analiza a continuación.

5.4.1. Control P del par de carga.

EL diagrama de bloques completo, usando un control P de velocidad, se muestra aquí:



Si los cambios en la referencia de voltaje E_{ref} se desprecian, se puede escribir una expresión para la corriente en términos del cambio de velocidad:

$$I_q^r(s) = \frac{1}{R_q} \left\{ -G_{qd}^{rs} \left[-\Omega^r(s) \right] + k_1 k_c \left[-k_2 I_q^r(s) + \frac{-k_1 (-\Omega^r(s))}{1 + \tau_v s} \right] \right\}$$

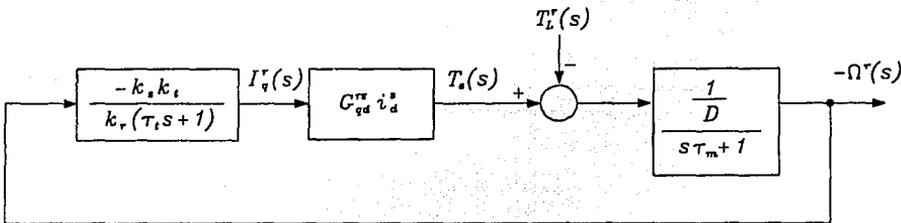
entonces:

$$I_q^r(s) = - \left[\frac{G_{qd}^{rs} s + \frac{k_1 k_c k_s k_t}{1 + \tau_v s}}{R_q + k_1 k_c k_s k_t} \right] \left[-\Omega^r(s) \right]$$

Pero $k_1 k_c k_s k_t \gg G_{qd}^{rs}$ y $R_q \ll k_1 k_c k_s k_t$, luego entonces

$$I_q^r(s) \approx - \frac{k_s k_t}{k_1 (1 + \tau_v s)} \left[-\Omega^r(s) \right]$$

cuyo diagrama de bloques es:



Así,

$$\begin{aligned} \frac{\Omega^r(s)}{I_q^r(s)} &= \frac{-\left[\frac{1}{D + Js} \right]}{1 + \frac{G_{qd}^{rs} k_s k_t}{k_1 (1 + \tau_v s)} \left[\frac{1}{D + Js} \right]} \\ &= \frac{-\frac{1}{D} (1 + \tau_v s)}{\left[1 + \frac{G_{qd}^{rs} k_s k_t}{k_1 D} \right] \left[1 + s \frac{\tau_m + \tau_l}{k^l} + s^2 \frac{\tau_m \tau_l}{k^l} \right]} \end{aligned}$$

donde: $k_1 = 1 + \frac{G_{qd}^{rs} k_s k_t}{k_1 D}$; $k_{mz} = \frac{G_{qd}^{rs}}{D}$;

$k_2 = \frac{1}{k_{1c}}$; además, $\frac{G_{qd}^{rs} k_s k_t}{k_1 D} \gg 1$

entonces: $k_1 = 1 + k_s k_t k_{1c} k_{mz}$

y

$$-\frac{\Omega^r(s)}{I_q^r(s)} \approx \frac{-1}{\frac{G_{qd}^{rs} k_s k_t}{k_1} \left[1 + s \frac{\tau_m + \tau_l}{k^l} + s^2 \frac{\tau_m \tau_l}{k^l} \right]}$$

La ecuación última es idéntica a la que se obtuvo en el control P de corriente, excepto por un cambio en las ganancias. Por tanto, los polos serán los mismos que en dicha ecuación. La respuesta de corriente es:

$$\frac{I_q^*(s)}{I_L^*(s)} = \left[-\frac{I_q^*(s)}{I^*(s)} \right] \left[-\frac{D^*(s)}{I_L^*(s)} \right] = \frac{1}{\frac{G_{qd}^{*2} s^2 k_t k_f}{G_d^* d} \left[1 + s \frac{\tau_n + \tau_L}{k^1} + s^2 \frac{\tau_n \tau_L}{k^1} \right]}$$

5.4.2. Control PI del par de carga.

Con control PI, el bloque de control k_s se reemplaza por la función de transferencia:

$$k_s \frac{1 + \tau_s s}{\tau_s s}$$

Debido a que el controlador PI ofrece filtrado, un filtro puede ser no necesario para salida del tacogenerador, dado lo cual,

$$\frac{D^*(s)}{I_L^*(s)} = \frac{\left[\frac{1}{D + Js} \right]}{1 + \frac{G_{qd}^{*2} s^2 k_t k_f}{k_s} \left[\frac{1 + \tau_s s}{\tau_s s} \right] \left[\frac{1}{D + Js} \right]}$$

$$= \frac{\left[\frac{-\tau_s k_f}{G_{qd}^{*2} d s^2} \right] \left[\frac{s}{1 + \tau_s \left(1 + \frac{Dk_f}{G_{qd}^{*2} k_t k_f} \right) s + \left(\frac{\tau_n \tau_L D k_f}{G_{qd}^{*2} k_t k_f} \right) s^2} \right]}$$

pero si

$$\frac{G_{qd}^{*2} s^2 k_t k_f}{D k_f} \gg 1 ; k_{m1} = \frac{G_{qd}^{*2} s^2}{d} ;$$

$$k_p \approx \frac{1}{k_c} ; \tau_2 = \frac{\tau_n D k_f}{G_{qd}^{*2} k_t k_f} ; k_{m2} = \frac{\tau_n}{k_c k_{m1} k_f}$$

entonces:

$$-\frac{D^*(s)}{I_L^*(s)} \approx \left[\frac{-\tau_s k_f}{G_{qd}^{*2} d s^2} \right] \left[\frac{s}{1 + \tau_s s + \tau_s \tau_2 s^2} \right]$$

De la última figura, despreciando τ_2 :

$$-\frac{I_q^*(s)}{D^*(s)} = -\frac{k_s k_t (1 + \tau_s s)}{k_p \tau_s s}$$

entonces

$$\frac{I_q^*(s)}{I_L^*(s)} = \left[-\frac{I_q^*(s)}{D^*(s)} \right] \left[-\frac{D^*(s)}{I_L^*(s)} \right] = \frac{1}{\frac{G_{qd}^{*2} d}{k_p \tau_s s} \left[1 + \tau_s s + \tau_s \tau_2 s^2 \right]}$$

Los polos de esta ecuación y los de la ecuación de transferencia de la velocidad en función del par de carga, son los mismos que los que se obtuvieron en el control PI de velocidad. Como los polos son iguales, las respuestas serán iguales, como es esperado, pues los polos son características del sistema y no de las señales de entrada.

La función de transferencia de la velocidad en términos del par de carga, tiene un cero en el origen, por lo tanto, para un cambio escalón en el par, no habrá cambio de velocidad en estado permanente.

5.4.3. Limitación de corriente.

La limitación de corriente es una característica importante de estos sistemas. Se obtiene usando un controlador de corriente como ya se explicó. El efecto que esto ocasiona es como sigue: después de un pico inicial causado por el retraso del controlador, la corriente se mantiene en un valor constante. Una vez que la velocidad deseada es alcanzada, el error de velocidad es menor que el valor fijo y el sistema se comporta como ya se analizó. Mientras la corriente se limita, la respuesta de velocidad se gobierna por la ecuación:

$$-D^*(s) = I_q^*(s) \frac{k_{m2}}{1 + \tau_n s} = \frac{I_\alpha}{s} \frac{k_{m2}}{1 + \tau_n s}$$

Así, durante el arranque, la velocidad está descrita por

$$-w^*(t) = I_\alpha k_{m2} \left[1 - e^{-\left(\frac{t}{\tau_n} \right)} \right]$$

Este resultado también puede obtenerse de las ecuaciones de equilibrio del par. Considerando un arranque sin carga,

$$-G_{qd}^{rs} i_d^s T_a = J \frac{d\omega^r}{dt} + D\omega^r$$

$$-\omega^r(t) = \frac{G_{qd}^{rs} i_d^s T_a}{J} t$$

si D es muy pequeño,

$$-G_{qd}^{rs} i_d^s T_a = J \frac{d\omega^r}{dt}$$

$$-\omega^r(t) = \frac{G_{qd}^{rs} i_d^s T_a}{J} t$$

La última ecuación muestra un cambio lineal en la velocidad con respecto al tiempo.

Debido a que la corriente está limitada, los tiristores están inherentemente protegidos. Las corrientes de arranque y transitorias, normalmente de gran magnitud, y que pueden dañar al convertidor y posiblemente al motor, pueden ser eliminadas con un sistema como el planteado.

5.5. Simulación.

El procedimiento de diseño que se discute aquí para un sistema de malla cerrada se realiza para el mismo motor de cd que se ha venido utilizando a lo largo de los capítulos anteriores.

La simulación es de un controlador analógico de malla cerrada, con lazo proporcional-integral de velocidad, lazo proporcional de corriente y limitador de corriente

promedio máxima, que actúa sobre un puente rectificador trifásico controlado (convertidor completo con inductancia de conmutación), y este a su vez alimenta al motor en cuestión.

Los parámetros y constantes que describen al sistema experimental son los que a continuación se enlistan:

$$R_q^r = 1[\Omega]; L_q^r = 0.046[H]; G_{qd}^{rs} = 0.55[H]; i_d^s = 1[A]; k_s = 0.1[V/A]; V_{LL} = 220[V_{rms}];$$

$$J = 0.093[kg \cdot m^2]; D = 0.008[N \cdot m \cdot s/rad]; T_{oL}^r = 10[N \cdot m]; k_t = 0.057[V \cdot s/rad]; \hat{E}_c = 7.5[V];$$

$$\tau_q^r = \frac{L_q^r}{R_q^r} = 46[\mu s]; \tau_m = \frac{J}{D} = 11.63[s]; \tau_t = 0.1[s]; k_{Ic} = \frac{1}{k_s} = 10$$

$$\tau_{m1} = \frac{R_q^r D}{(G_{qd}^{rs} i_d^s)^2 + R_q^r D} \tau_m = 0.3[s]; k_{m1} = \frac{D}{(G_{qd}^{rs} i_d^s)^2 + R_q^r D} = 0.0258[A/V];$$

$$k_{m2} = \frac{G_{qd}^{rs} i_d^s}{D} = 68.75[\text{rad/sA}]; k_c = \frac{3\sqrt{2} V_{LL}}{\pi \hat{E}_c} = 39.614;$$

Por lo tanto, solo las ganancias k_1 y k_3 quedan por ser determinadas, así como el valor E_r , el limitador de corriente, debe ser seleccionado.

En base a consideraciones de error de estado estable, podemos elegir a las ganancias, donde:

$$e_1(t \rightarrow \infty) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \Big|_{s=0}$$

Para el lazo de control de corriente, tenemos:

$$G(s)|_{s=0} = k_I k_c k_{ml} \quad \text{y} \quad H(s)|_{s=0} = k_p$$

por lo tanto,

$$e_I(t \rightarrow \infty) = \frac{1}{1 + k_I k_c k_{ml} k_p}$$

o bien,

$$k_I = \frac{\frac{1}{e_I(t \rightarrow \infty)} - 1}{k_c k_{ml} k_p}$$

donde $e_I(t \rightarrow \infty)$ es el error deseado de corriente de estado estable. Un valor práctico puede ser del 10%, entonces, resulta

$$k_I = 8.818$$

Ahora, para el limitador de corriente, si deseamos un máximo de corriente promedio de 25[A],

$$\hat{e}_I = \frac{I_q^*}{k_{Ic}} = 2.5[V]$$

Para el controlador PI, el error de estado estable es idealmente cero. La ganancia y el polo del controlador de velocidad se pueden obtener mediante consideraciones de amortiguamiento y frecuencia natural.

La ecuación característica del sistema es:

$$1 + s\tau_s + s^2\tau_s\tau_z = 0$$

cuyos polos son:

$$s = \frac{1}{2\tau_s} \left[-1 \pm j \sqrt{\frac{4\tau_s}{\tau_s} - 1} \right]$$

Un factor de amortiguamiento comúnmente aceptado es

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

y para este factor de amortiguamiento,

$$\tau_s = 2\tau_z$$

La frecuencia natural es entonces,

$$\omega_n = \frac{1}{\tau_z \sqrt{2}}$$

La ganancia de corriente del controlador es, según lo desarrollado en este capítulo,

$$k_s = \frac{\tau_n}{k_I \tau_z k_{ml} k_{Ic}}$$

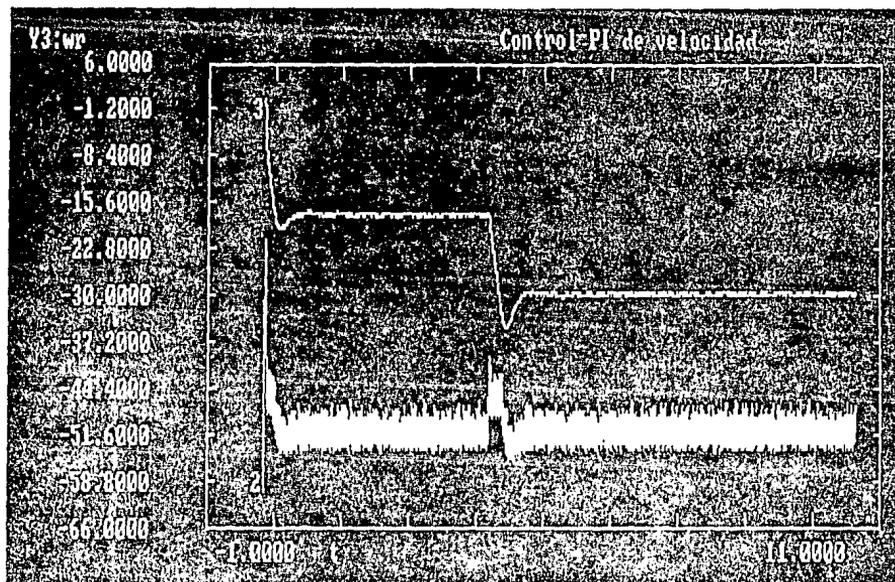
Suponiendo una frecuencia natural de 10[rad/s] tendremos,

$$\tau_z = 0.0707[s] ; \quad \tau_s = 0.1414[s] \quad \text{y} \quad k_s = 4.1971$$

Los diversos parámetros y ganancias calculados aquí son utilizados en la simulación. Las curvas que se obtuvieron se muestran a continuación, y en ellas se puede observar la respuesta de segundo orden y un buen amortiguamiento, tal como se predijo por la teoría y por el procedimiento de diseño.

El procedimiento que se siguió en esta sección no es riguroso, sin embargo provee una base y una guía para seleccionar ganancias y parámetros cuando se requiera diseñar otros sistemas complejos.

Las curvas son:



Los bloques de graficación son:

```
Model File: 55eeonana.sim
Date: 7/29/1991
Time: 14:51
Timing: 0.0010000, DELTA: 20.0000, RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
BlockNo. Plot-MINimum, Plot-MAXimum ;Comment
Horz: 5001, -1.0000, 11.0000 ;t
Y1:
Y2: 7705, -12.0000, 132.0000 ;irq
Y3: 0104, -89.0000, 6.0000 ;wr
Y4:
```

Al arranque, después de un pico de corriente de rotor (2), causado por el retraso del controlador,

esta corriente se mantiene a un valor constante (máximo promedio). Una vez que se llega a la velocidad angular (3) deseada, el error de velocidad es menor que el valor limitador, y el sistema se comporta como ya se analizó. Se puede constatar que durante el lapso de corriente constante la velocidad sigue una trayectoria recta, tal como se predijo. A un tiempo $t=4[s]$ surge un cambio escalón en el voltaje de referencia, originando un transitorio. Las características de la respuesta se mantienen aún ante transitorios de magnitud considerable, como se aprecia en la gráfica.

5.6. Bibliografía.

[1] Sen, P. C.
 THYRISTOR DC DRIVES
 John Wiley & Sons, 1981.

[2] Ogata, K.
 INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA
 Prentice-Hall, México, 1980.

[3] Houpsis, C. H.
 DIGITAL CONTROL SYSTEMS
 McGraw-Hill, 1985.

[4] Krause, P. C.
 ANALYSIS OF ELECTRIC MACHINERY
 McGraw-Hill, 1986.

Conclusiones.

Este trabajo se realizó con el fin de observar el comportamiento de los motores de corriente directa cuando son alimentados vía puentes de tiristores teniendo como punto final el de obtener la respuesta a un sistema de control de malla cerrada.

Para lograr el objetivo planteado, se llevaron acabo desarrollos sobre los temas relacionados con el fin de comprender los fenómenos básicos, para llegar al acoplamiento de todos ellos en el último capítulo.

Podemos decir que se cumplió satisfactoriamente dicho objetivo pues se llegaron a realizar las observaciones de los planteamientos teóricos mediante simulaciones que permiten una visualización relativamente sencilla y una comprobación de los supuestos que se hicieron, además de que como ventaja en este trabajo, se pueden realizar experimentos diversos y efectuar con ellos predicciones, todos únicamente variando el o los parámetros que se desee en las simulaciones respectivas, sin hacer gastos de implementación física de los sistemas hasta que se llegue a un resultado convincente. Tomando en cuenta que los componentes de los circuitos mencionados a lo largo de esta tesis pueden tener un costo relativamente caro, lo anterior nos da refuerzo para justificar el uso de las simulaciones que aquí se hicieron.

Pero esto no es todo. El alcance de esta tesis es simplemente el horizonte de un mundo mucho más amplio, debido a que en una industria se tienen no uno, sino un gran número de motores, que en su conjunto llevan a cabo un proceso industrial complejo y en donde cada motor tiene relación con otros motores afectando entre sí sus condiciones de operación. en muchos casos los sistemas son de tal grandeza, que es realmente un

arte conjuntar todos los componentes para que operen en armonía. Como lo muestra la figura de estas conclusiones.

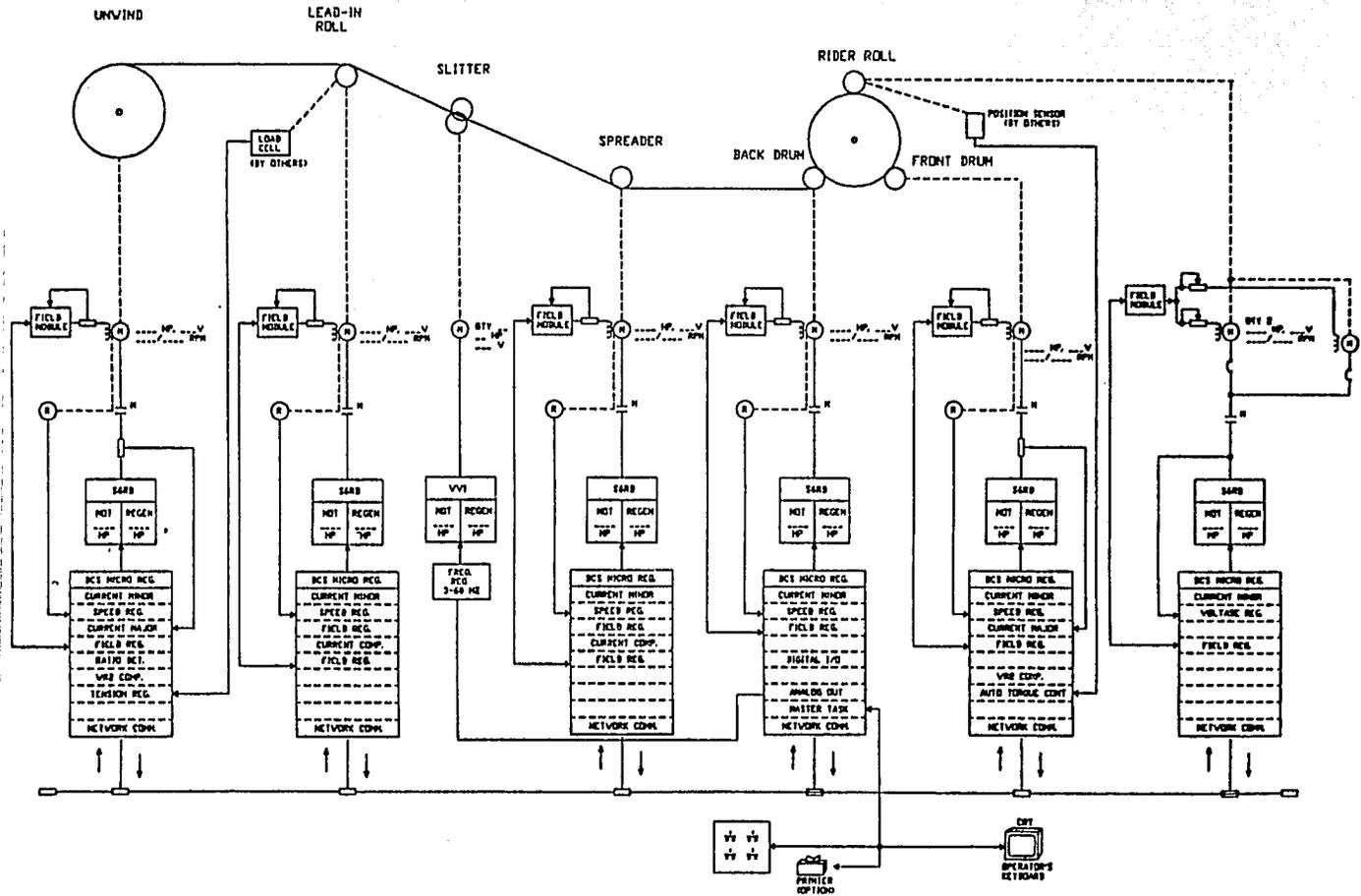
En los últimos años, esta tarea se ha ido facilitando gracias a la utilización de las computadoras, las cuales pueden llegar a supervisar simultáneamente varios procesos, mejorando la calidad de los mismos. Pero los métodos analógicos son la base de toda la teoría y son más fáciles de visualizar en conjunto que cualquier sistema digital. Además, la comparativamente sencilla implementación de los sistemas analógicos resulta ser la base de los sistemas digitales, más complicados.

Las posibilidades de la tecnología en los sistemas reales como el del último capítulo, enlazados entre sí gracias a redes de comunicación, especializadas o estándares, que llevan a un control maestro información sobre las condiciones de todo el proceso, permite máxima flexibilidad en la toma las decisiones necesarias y ordena los ajustes necesarios para que el proceso no se vea alterado perjudicialmente.

Esta tecnología sirve como puente entre lo teórico puro y lo físicamente realizable, poniendo al alcance de "la palabra" o del pensamiento todo el potencial de las máquinas.

Finalmente, queremos concluir diciendo que las actividades de la ingeniería -y del quehacer humano en general- han llegado a un grado de especialización enorme. Refiriéndonos a esta tesis, podemos afirmar que es simplemente una panorámica sobre un tema no sólo de interés, sino de gran futuro debido al potencial de la tecnología digital que encuentra en la problemática de conservar el medio ambiente y la supervivencia tal vez de nuestros hijos su mejor reto.

PAPER WINDER DC DRIVE SINGLE LINE



A. MOTOR LINEAL DE INDUCCIÓN.

A.1. Campos magnéticos móviles.

El motor de inducción, inventado por Tesla en 1888, es quizá la máquina eléctrica más utilizada en nuestros días. A pesar de ello es poco conocida en cuanto a su estructura. El concepto ampliamente conocido sobre un motor eléctrico es el de una armadura alimentada vía escobillas y conmutador, la cual gira apoyada en cojinetes y que obtiene su par a partir de los imanes en el estator.

Prácticamente desconocido es para muchas personas, el hecho de que la mayoría de las máquinas eléctricas de gran tamaño obtienen su par sin conexiones eléctricas al rotor y que este último no es una armadura con devanados aislados. Este motor trabaja, como su nombre lo dice, por inducción.

Existen varios ejemplos para demostrar el fenómeno de inducción, pero el más simple es aquel en el que un imán es capaz de producir movimiento en un material conductor separado de él unos cuantos milímetros, como si existiera un

fluido entre ellos, el cual al moverse el primero transmite ese movimiento al segundo en forma de un arrastre viscoso. Este fenómeno no se debe a lo que comúnmente conocemos con el nombre de magnetismo ya que el material no es hierro, ni acero. De hecho, sí existe un campo magnético, pero este es móvil y es capaz de ejercer una fuerza sobre el conductor estático.

Este arreglo puede sustituirse por uno en el cual, en lugar de un imán permanente tengamos varios electroimanes dispuestos en línea recta. El campo magnético móvil es obtenido por una variación rítmica de la alimentación de los diferentes electroimanes, ya que se varía la magnitud del campo en cada uno de ellos. Esta variación debe ser de tipo senoidal, la cual puede obtenerse alimentando los electroimanes con corriente alterna.

La pieza de metal que se desea mover se desplaza empujada por una ola de flujo magnético. Este es el principio básico del motor lineal.

A.2. Secuencia de fase.

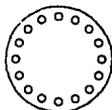
La dirección en la que se moverá la "ola" de flujo magnético que empuja al pedazo de metal conductor dependerá de la secuencia en la que se alimentan los tres devanados enrollados alrededor de los electroimanes. Sólo existen dos secuencias

posibles, correspondientes cada una a un sentido de desplazamiento. Este fenómeno es análogo en un motor de inducción en el cual con el cambio de secuencia de fase se cambia el sentido de giro del motor.

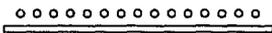
A.3. Motor lineal de inducción.

Un motor lineal de inducción puede ser conceptualizado a partir de uno rotatorio si tomamos el estator de este último, lo abrimos y lo extendemos. Tendremos entonces el estator del motor lineal. A diferencia del rotor, segunda parte constitutiva de la máquina rotatoria, en el motor lineal, la pieza equivalente es un pedazo de metal

o móvil que se desplaza sobre el estator utilizándolo a modo de vía.



Motor Rotatorio



Motor Lineal

A.4. Fuerzas magnéticas y electromagnéticas.

Con objeto de comprensión del funcionamiento de un motor lineal es válida su extrapolación a partir de un motor de inducción, pero analízandolo en términos de eficiente funcionamiento surge la necesidad de cambios.

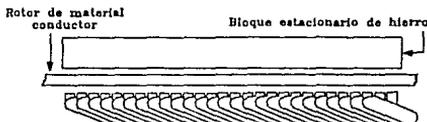
La primera de las diferencias existentes es aquella que no es resultado de inducción electromagnética. El rotor y el estator de un motor lineal se atraerán por efectos magnéticos, independientemente de la corriente de alimentación, ya que se componen de hierro o acero. En un motor rotatorio se encuentran polos frente a frente, lo que significa que las fuerzas magnéticas se encuentran balanceadas, además de lo cual el rotor se encuentra en un eje que no le permite acercarse más al estator.

La acción electromagnética es la resultante de una corriente cambiante y por lo tanto la resultante de la fuerza entre electrones en aceleración. Esta provocará que el rotor se deslice sobre el estator.

En la práctica la fuerza magnética por unidad de área es 10 veces la electromagnética, lo que plantea un problema, ya que la única de las dos sobre la que se tiene control externamente es la electromagnética. Una solución a este problema es utilizar ruedas para que el móvil se ruede sobre ellas en lugar de deslizar. A pesar de las ruedas, el móvil tiende a deformarse por efectos de esfuerzo magnético.

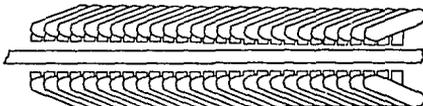
Existe una mejor solución a esto y es separar, en el rotor, el hierro del material conductor, dejando el primero en un lugar fijo. Con esto, el circuito magnético se balancea y el rotor se compone entonces sólo de material conductor, con lo que se encuentra entonces sujeto únicamente a fuerzas electromagnéticas.

Motor lineal de excitación simple



Ahora, en lugar de que el hierro que balancea el circuito se encuentre como elemento pasivo, puede ser utilizado como segundo estator si se le agregan devanados similares al primero. Con esto, el motor lineal entrega además el doble de potencia de salida.

Motor lineal de doble excitación



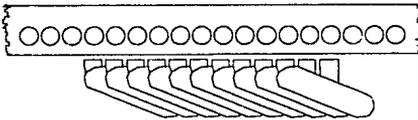
A.5. Aplicaciones de los motores lineales.

La segunda de las diferencias que existen entre un motor lineal y uno rotatorio es que el primero es equivalente al segundo hasta el momento en que el rotor se mueve. Esto se debe a que el rotor se encuentra bajo la influencia únicamente de una sección del estator por unidad de tiempo, a diferencia del rotor de motor rotatorio que en todo momento se encuentra bajo la influencia de todo el estator.

Las aplicaciones de los motores lineales se dividen en dos clases:

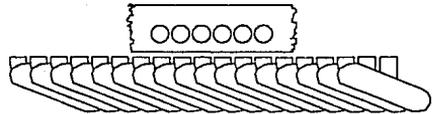
- 1) Aquellas en las que el rotor es más largo que el estator y que llevan el nombre de "máquinas de estator corto"

Motor lineal de estator corto



- 2) Aquellas en las que el estator es más largo que el rotor y se denominan "máquinas de rotor corto".

Motor lineal de rotor corto



Ambas implican desperdicio de material, pero ese no es el problema principal, sino los transitorios que provoca el funcionamiento, ya que el campo magnético móvil no se cierra debido a la longitud de estator contra rotor.

A. 6. Bibliografía.

[1] Laithwaite, E.R.

PROPULSION WITHOUT WHEELS

The English University Press Ltd, 1974.

B. TRENES DE ENGRANAJES.

B.1. Reductor de velocidad.

Un tren de engranes tiene varias aplicaciones dentro de los sistemas electromecánicos. Una de ellas es el acoplamiento de dos sistemas que giran a diferentes velocidades. Una segunda es el reductor de velocidad con el cual, además se obtiene una amplificación del par, y por consiguiente un aumento en la potencia transferida.

La expresión matemática de un tren de engranes, la cual representa las relaciones entrada-salida es equivalente a la que conocemos para un transformador eléctrico. El caso específico de un reductor de velocidad correspondería a un transformador reductor.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{2\pi R_1}{2\pi R_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

Al acoplar dos engranes, la distancia recorrida por ambos es la misma. Si llamamos α_1 y α_2 a los desplazamientos angulares, en radianes, de los engranes desde una referencia común, tenemos, idealmente despreciando el juego entre ellos que:

$$R_1 \alpha_1 = R_2 \alpha_2 \Rightarrow \frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

Si tomamos el primer engrane como el conectado a un motor y el segundo a la carga, despreciando momentos de inercia y fricción, tenemos que la energía de entrada debe ser igual a la de salida, medida en la flecha. Por ello tenemos entonces que:

$$T_1 \alpha_1 = T_2 \alpha_2 \Rightarrow \frac{T_1}{T_2} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1}$$

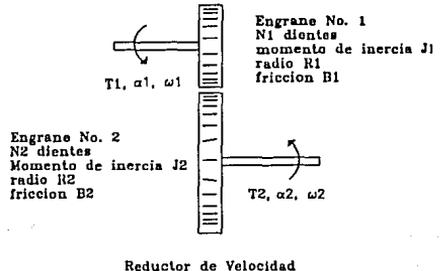
de las ecuaciones anteriores:

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

para un tren de engranes ideal,

B.2. Trenes de engranajes no ideales.

Tomando en cuenta fricción y momentos de inercia, las relaciones entrada-salida



dejan de ser ideales y quedan de la forma (a partir de la ecuación para el tren de engranajes ideal):

$$T_1'(t) = J_1 \frac{d^2\alpha_1}{dt^2} + D_1 \frac{d\alpha_1}{dt} + T_1'(t)$$

$$T_2'(t) = J_2 \frac{d^2\alpha_2}{dt^2} + D_2 \frac{d\alpha_2}{dt} + T_2'(t)$$

entonces:

$$\frac{T_1'(t)}{T_2'(t)} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

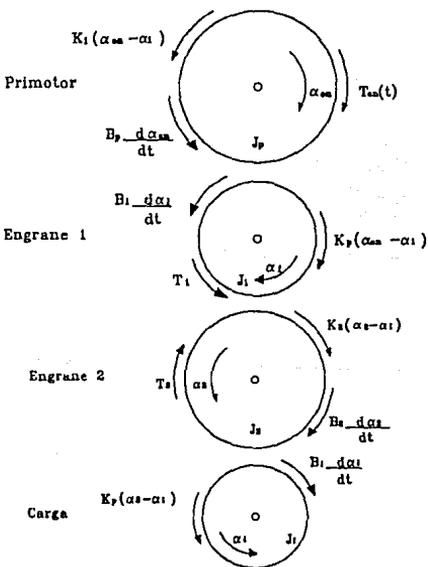
donde

J = momento de inercia.

D = coeficiente de fricción.

B.3. Ecuaciones en el dominio del tiempo.

Las ecuaciones que describen al sistema se obtienen aplicando la segunda Ley de Newton a los diagramas de cuerpo libre de la figura.



Diagramas de cuerpo libre para motor, carga y reductor de velocidad.

para el primotor:

$$T_{en}(t) = J_p \frac{d^2\alpha_{en}}{dt^2} + D_p \frac{d\alpha_{en}}{dt} + K_f(\alpha_{en} - \alpha_i)$$

engrane 1

$$0 = J_1 \frac{d^2\alpha_1}{dt^2} + D_1 \frac{d\alpha_1}{dt} + K_f(\alpha_1 - \alpha_{en}) + T_f$$

$$\frac{T_1(t)}{T_2(t)} = \frac{\alpha_2(t)}{\alpha_1(t)} = \frac{N_1}{N_2}$$

engrane 2

$$T_2(t) = J_2 \frac{d^2\alpha_2}{dt^2} + D_2 \frac{d\alpha_2}{dt} + K_f(\alpha_2 - \alpha_1)$$

carga

$$0 = J_3 \frac{d^2\alpha_3}{dt^2} + D_3 \frac{d\alpha_3}{dt} + K_f(\alpha_3 - \alpha_2)$$

B. 4. Bibliografía.

[1] Ogata, K.
INGENIERIA DE CONTROL MODERNA

Prentice-Hall, México, 1980.

C. TUTSIM: SIMULADOR DE COMPUTADORA ANALÓGICA

En todas las simulaciones, exceptuando la del capítulo 2, se utiliza el paquete de simulación TutSim, desarrollado por la Universidad de Tecnología de Twente en los Países Bajos. Aquí no se pretende, por razones obvias, dar un curso completo de uso del paquete, sino de dar al lector

una idea del manejo básico para poder comprender los listados, diagramas y gráficas que existen a lo largo de los capítulos, y en su defecto, poder correr, editar y/o introducir las simulaciones que ya se presentaron.

C.1. Breve descripción.

TutSim es un paquete que realiza las funciones de una computadora analógica en una computadora digital. Esto significa que cualquier problema a resolver con una computadora analógica, TutSim puede también resolverlo, con las siguientes ventajas:

Teniendo una computadora digital, se tiene posibilidad de correr programas para computadora analógica con las mismas funciones que esta última tiene y aún más.

No existe la necesidad de equipo extra como son osciloscopio, cableado, graficadores, etc. que se requiere para una computadora analógica.

No se programan algoritmos, sino que se resuelven ecuaciones diferenciales.

La solución de las ecuaciones diferenciales utiliza un lenguaje gráfico de fácil interpretación.

En cambio, presenta las siguientes desventajas:

Para mayor precisión requiere un menor intervalo de integración, lo cual hace lentas a las simulaciones.

A mayor número de bloques de simulación, menor rapidez.

El lenguaje gráfico lo desarrolla el usuario en papel, sin posibilidad de editar gráficamente la simulación, lo cual hace imprescindible un esquema en el cual se interconecten los bloques. Solo así se puede llevar un orden.

C.1.1. Lenguaje de bloques y modelos.

TutSim utiliza una forma especial de "programa" para dar solución a un sistema. Este programa se introduce en forma de lenguaje de bloques, que consiste en instrucciones que definen los que serían componentes de una computadora analógica: integradores, sumadores, etc., con sus parámetros e interconexiones correspondientes. Así, un modelo, el cual representa a un sistema físico real por medio de ecuaciones diferenciales (lineales o no), tiene a su vez representación en lenguaje de bloques que ayuda a conocer la respuesta simulada del verdadero sistema físico.

C.1.2. Bloques de graficación.

La salida común de una computadora analógica puede ser un osciloscopio o bien un graficador de plumillas, disponiéndose únicamente salida gráfica escalada de la respuesta real del sistema físico, y solo una gráfica a la vez. En cambio, con TutSim existe, aparte de la salida gráfica a pantalla o a impresora con hasta cuatro

gráficas simultáneas, la posibilidad de obtener resultados numéricos no escalados de la respuesta real del sistema. Para realizar las gráficas u obtener resultados numéricos es necesario indicar a TutSim el número de identificación del bloque que arroja resultados que nos interesa conocer de la simulación, dando

rangos de graficación independientes para cada bloque. Al correr la simulación aparecerán en pantalla las gráficas deseadas, aunque probablemente el primer intento no sea el adecuado y las curvas sean o muy grandes o muy pequeñas. Simplemente se editan los rangos y se corre la simulación nuevamente.

C.2. Configuración.

La versión de TutSim que se utiliza aquí es la 5.0, de 1986, y carece de manejadores gráficos para equipos posteriores a esa fecha, esto hace que no se aprovechen todas las posibilidades de dispositivos EGA, VGA, etc., además de que el comando interno de impresión gráfica no opera con una vasta cantidad de impresoras de matriz de puntos, por lo cual es preferible cargar antes de la ejecución de TutSim el programa GRAPHICS.COM de MS-DOS desde el prompt o desde un archivo tipo batch.

C.2.1. Requerimientos de hardware y software.

TutSim requiere para su correcto funcionamiento y para la obtención de copias en

papel relacionadas con los modelos y simulaciones:

Una computadora personal IBM o compatible (8088, 80286, 80386, etc).

Una unidad de disco flexible.

Sistema operativo MS-DOS version 2.0 o posterior.

Una impresora compatible con IBM Dot Matrix PC o con impresoras EPSON.

Un monitor CGA (de preferencia), ya sea monocromático o a color.

C.3. Comandos básicos.

C.3.1. Entrada/Edición.

Comandos de cambio

CS : Change Structure = cambio en la estructura del modelo.

CC : Change Comments = cambio en los comentarios de uno o mas bloques del modelo.

CP : Change Parameters = cambio en los parámetros de uno o más bloques del modelo.

CB : Change plotBlocks and ranges = cambio en los bloques de graficación y sus respectivos rangos.

CT : Change the Timing parameters = cambio en los parámetros de constante de integración y tiempo total de simulación.

Para todos estos comandos existe un prompt de dos puntos (:). Cuando se desee salir del modo de cambio simplemente oprímase la tecla [Enter] o [Return].

C.3.2. Corrida

Comandos de comienzo de la simulación

SD : Start simulation with results to Display = Comenzar simulación con resultados a pantalla gráfica.

SN : Start simulation with Numerical results = Comenzar simulación con resultados numéricos.

SP : Start simulation with Print-plot output = Comenzar simulación con resultados gráficos en modo caracter (baja resolución).

MR : start simulation with Multi-Run feature = Comenzar simulación con múltiples corridas gráficas no interactivas.

Para detener parcialmente estos comandos, oprimir la barra espaciadora. Para pasar a la línea de comandos, oprimir la tecla [Enter].

Comandos de continuación de la simulación

PD : Proceed simulation with results to Display = Continuar simulación con resultados a pantalla gráfica.

PN : Proceed simulation with Numerical results = Continuar simulación con resultados numéricos.

PP : Proceed simulation with Print-plot output = Continuar simulación con resultados gráficos en modo caracter (baja resolución).

Después de interrumpir la simulación con la barra espaciadora y estando en la línea de comandos, se puede pasar indistintamente del comando que inició la simulación a cualquiera de estos últimos, habiendo ejecutado o no comandos de cambio o de impresión.

Comandos de listado

L : List the model file = Listar el archivo del modelo a pantalla.

L:m,n : List a range (from m to n) of blocks = Listar un rango determinado (del bloque número m al n) de bloques.

Comandos de información

TT : Type Timing data = Despliega información sobre la constante de integración y el tiempo total de la simulación.

TH : Type model Heading = Despliega información sobre el encabezado del modelo.

Comandos de archivos

DF : save a model file to a Disk File = Almacena el modelo que exista en memoria en un archivo en disco (flexible o duro).

C.3.3. Visualización.

Comandos gráficos

CL : CLear the graphical and the command screen = Limpiar las pantallas gráfica y de comandos.

MG : return to Graphic Mode display = Regresar a modo gráfico, pero sin posibilidad de conocer los bloques de graficación.

Para conocer cual de las cuatro posibles curvas que se despliegan en pantalla, se pueden oprimir las teclas de función [F1], [F2], [F3] y [F4], apareciendo para cada una su rango respectivo. Para acotar el eje horizontal oprímase la tecla [F5]. Para escribir el título de la simulación se oprime [F10] y se tecllea el nombre deseado. A continuación se da [Enter].

C.3.4. Impresión.

NP : start simulation with SN results to Printer = Comenzar la simulación con resultados tipo SN impresos en papel.

SPP : Start simulation with SP output to printer = Comenzar la simulación con resultados tipo SP impresos en papel.

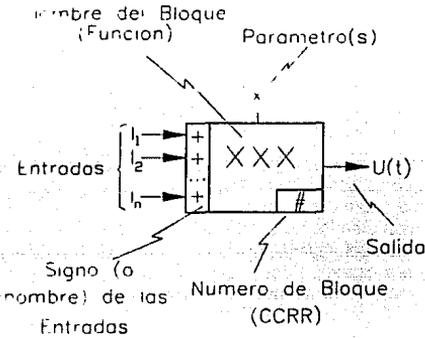
PNP : Proceed simulation with Numerical output to Printer = Continuar la simulación con resultados numéricos impresos en papel.

LP : List the model file to Printer = Imprimir el listado del modelo en papel.

THP : Type model Heading to Printer = Despliega información en papel sobre el encabezado del modelo.

Para imprimir la salida gráfica es necesario que antes de cargar TutSim sea cargado el programa residente GRAPHICS.COM del sistema operativo. Una vez que se haya corrido la simulación, para obtener una copia en papel de las curvas obtenidas, oprimir simultáneamente las teclas [Shift] y [PrtSc]. Con esto la impresora comenzará a trabajar. Cuando finalice la impresión, la ejecución de TutSim sigue su curso normal.

C.4. Sintaxis de los bloques usados en las simulaciones.



Es necesario observar que:

Los bloques lógicos no aceptan entradas negativas.

Para todos los bloques lógicos se tiene que la entrada se toma como VERDADERA si es mayor que cero, y FALSA si es menor o igual a cero. La salida a su vez es 1 cuando es VERDADERA y cero cuando es FALSA.

Todos los parámetros por default son cero.

En una computadora analógica los sumadores, Integradores, etc., son inversores, en cambio, en TutSim NINGÚN bloque es inversor. Tómese esto en cuenta pues las retroalimentaciones pueden ser positivas dando lugar a que los resultados no sean los deseados.

Los parámetros de los bloques representan unidades físicas. Los resultados de la simulación pueden ser difíciles de interpretar si no se utiliza un sistema de unidades consistente. (Por ejemplo, cual sería la

interpretación de un valor de 8 newtons-plé sobre minuto...)

Dejar que TutSim realice el trabajo sucio de los exponentes de 10. Esto es si se tienen 470 picofaradios introducir como parámetro 470E-12, y no escalar uno mismo la simulación, pues el menor descuido se traduce en horas de depuración.

C.4.1. AND



[AND = Y] Función de multiplicación lógica. La salida del bloque es:

$U(t) = \text{VERDADERA}$, si $(I_1 \text{ AND } I_2 \text{ AND } \dots \text{ AND } I_n)$ es verdadera. En otro caso es FALSA.

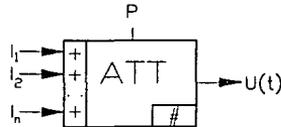
Entrada de la Estructura:

1,AND,2,3;xxx

EL bloque 1 es un bloque AND con entradas de los bloques 2 y 3, con comentario "xxx"

No tiene parámetros. Debe tener por lo menos dos entradas.

C.4.2. ATT



[ATT = ATTENUATOR] Función de ganancia menor a uno (atenuador). La salida del bloque es:

$U(t) = (1/P)\sum I_n$

Entrada de la Estructura:

1,ATT,2;xxx

1,ATT,2;xxx

El bloque 1 es un bloque ATT con entrada del bloque 2 con comentario "xxx"

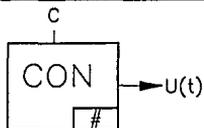
Entrada de Parámetros:

Tiene sólo un parámetro: *P*. El parámetro *P* es el valor entre el cual se quiere atenuar la señal de entrada (o la suma de las señales de entrada). Por ejemplo,

1,0.6

El bloque 1 divide todo lo que le entra entre 0.6.

C.4.3. CON



[CON = CONSTANT] Función de generación de una función constante. La salida del bloque es:

$U(t) = C$, donde *C* es una constante.

Entrada de la Estructura:

1,CON;xxx

El bloque 1 es un bloque CON con comentario "xxx". No tiene bloques de entrada.

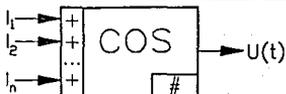
Entrada de Parámetros:

Tiene sólo un parámetro: *C*. El parámetro *C* es el valor constante de salida del bloque durante toda la simulación. Por ejemplo,

1,0.6

El bloque 1 dará en su salida 0.6 .

C.4.4. COS



[COS = COSINUS] Función trigonométrica coseno. La salida del bloque es:

$$U(t) = \cos(\sum I_n)$$

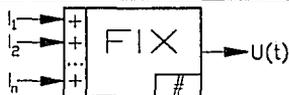
Entrada de la Estructura:

1,COS,2;xxx

El bloque 1 es un bloque COS con entrada del bloque 2 con comentario "xxx"

No tiene parámetros, pero debe tener por lo menos una entrada. Su salida está entre -1 y +1.

C.4.5. FIX



[FIX = ARREGLAR] Función de truncado. La salida del bloque es:

$$U(t) = \text{valor entero de } (\sum I_n)$$

Entrada de la Estructura:

1,FIX,2;xxx

El bloque 1 es un bloque FIX con entrada del bloque 2, con comentario "xxx"

No tiene parámetros, pero debe tener por lo menos una entrada. Su salida es un entero no mayor que la suma de las entradas.

C.4.6. GAI



[GAI = GAIN] Función de ganancia mayor a uno . La salida del bloque es:

$$U(t) = (P)\sum I_n$$

Entrada de la Estructura:

1,GAI,2;xxx

El bloque 1 es un bloque GAI con entrada del bloque 2 con comentario "xxx"

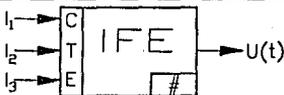
Entrada de Parámetros:

Tiene sólo un parámetro: *P*. El parámetro *P* es el valor por el cual se quiere amplificar la señal de entrada (o la suma de las señales de entrada). Por ejemplo,

1,1.6

El bloque 1 multiplica todo lo que le entra por 1.6 .

C.4.7. IFE



[IFE = IF...THEN...ELSE] Función condicional. Si se cumple la condición... entonces... si no... . La salida del bloque es:

$U(t) = I_2$, si I_1 es VERDADERA,
si no,

$U(t) = I_3$, si I_1 es FALSA.

Entrada de la Estructura:

1,IFE,2,3,4;xxx

El bloque 1 es un bloque IFE con entradas del bloque 2 (condición: si es 1 es VERDADERA, si es 0 es FALSA), del bloque 3 (si la condición es verdadera, la salida se toma de aquí) y del bloque 4 (si la condición es falsa, la salida se toma de aquí), con comentario "xxx".

No tiene parámetros, pero debe tener por una entrada de control (condición) y dos entradas de variables numéricas.

C.4.8. INT



[INT = INTEGRATOR] Función de integrador. La salida del bloque es:

$U(t)$ = Integral con respecto al tiempo de $\sum I_n$, siguiendo el método Adams-Bashforth de segundo grado.

Entrada de la Estructura:

1,INT,2;xxx

El bloque 1 es un bloque INT con entrada del bloque 2 con comentario "xxx". Los bloques INT son esenciales en casi todas las simulaciones.

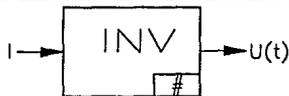
Entrada de Parámetros:

Tiene sólo un parámetro: *C*. El parámetro *C* es el valor de las condiciones iniciales. Por ejemplo,

1,1.6

El bloque 1 es un integrador que comienza a integrar desde el valor 1.6 .

C.4.9. INV



[INV = INVERTER] Función de negación lógica. La salida del bloque es:

$U(t) = \text{not}(I)$

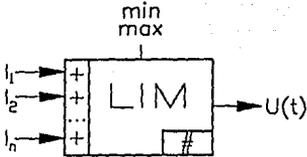
Entrada de la Estructura:

1,INV,3;xxx

EL bloque 1 es un bloque INV con entrada del bloque 3, con comentario "xxx"

No tiene parámetros. Debe tener únicamente una entrada.

C.4.10. LIM



[LIM = LIMITS] Función de limitador. La salida del bloque es:

$$U(t) = \sum I_n, \text{ si se cumple que: } \min \leq \sum I_n \leq \max,$$

$$U(t) = \min, \text{ si se cumple que: } \sum I_n < \min$$

$$U(t) = \max, \text{ si se cumple que: } \sum I_n > \max$$

Entrada de la Estructura:

1,LIM,2,-3;xxx

El bloque 1 es un bloque INT con entrada del bloque 2 menos el bloque 3, con comentario "xxx".

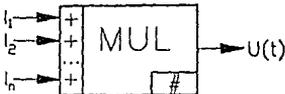
Entrada de Parámetros:

Tiene dos parámetros: *min*=límite inferior y *max*=límite superior, con *min*<*max*. Debe tener por lo menos una entrada.

1,-234,0

El bloque 1 es un limitador cuya salida se halla siempre entre los valores -234 y cero.

C.4.11. MUL



[MUL = MULTIPLIER] Función multiplicación (multiplicador). La salida del bloque es:

$$U(t) = \prod I_n$$

Entrada de la Estructura:

1,MUL,2,-4;xxx

El bloque 1 es un bloque MUL con entradas del bloque 2 por el negativo del bloque 4, con comentario "xxx"

No tiene parámetros, pero debe tener por lo menos dos entradas.

C.4.12. NAN



[NAN = NAND = NO Y] Función de multiplicación lógica negada. La salida del bloque es:

$U(t) = \text{FALSA}$, si $(I_1 \text{ AND } I_2 \text{ AND } \dots \text{ AND } I_n)$ es verdadera. En otro caso es VERDADERA.

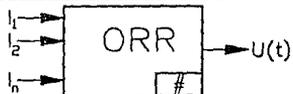
Entrada de la Estructura:

1,NAN,2,3;xxx

El bloque 1 es un bloque NAN con entradas de los bloques 2 y 3, con comentario "xxx"

No tiene parámetros. Debe tener por lo menos dos entradas.

C.4.13. ORR



[ORR = OR = O] Función de suma lógica. La salida del bloque es:

$U(t) = \text{VERDADERA}$, si $(I_1 \text{ OR } I_2 \text{ OR } \dots \text{ OR } I_n)$ es verdadera. En otro caso es FALSA.

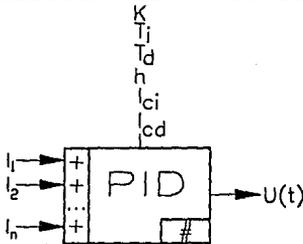
Entrada de la Estructura:

1,ORR,2,3;xxx

El bloque 1 es un bloque ORR con entradas de los bloques 2 y 3, con comentario "xxx"

No tiene parámetros. Debe tener por lo menos dos entradas.

C.4.14. PID



[PID = PROPORTIONAL INTEGRAL DERIVATIVE CONTROL] Función de control proporcional-integral-derivativa. La salida del bloque es:

$U(t)$ = es la solución con respecto al tiempo de la suma de las entradas, de acuerdo a la siguiente función de transferencia:

$$U(s) = K \left[\frac{1}{sT_i} + \frac{1 + sT_d}{1 + sT_d h} \right]$$

con las restricciones de que $T_i > T_d$ y $h < 1$

Entrada de la Estructura:

1,PID,4;xxx

EL bloque 1 es un bloque PID con entrada del bloque 4 con comentario "xxx"

Entrada de Parámetros

Tiene 6 parámetros: K , la ganancia proporcional; T_i , la constante de tiempo integral; T_d , la constante de tiempo derivativa; h , constante de eficacia; k_i , condición inicial integral; y k_{cd} , condición inicial derivativa. El término h es una concesión a la vida real y no es esencial en el derivador del control PID. Los sistemas reales crean y limitan el ruido real. El parámetro h representa tal realidad. Por ejemplo,

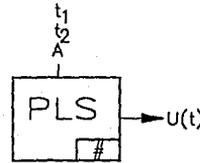
1,20,5,2.3,0,0,0

El bloque 1 es un control PID ideal ($h=0$), con $K=20$, $T_i=0.5$, $T_d=2.3$ y con condiciones iniciales cero.

Si $T_d=0$ ó $h=1$ se obtiene un control PI.

Si $T_i > 1$ se obtiene un control PD.

C.4.15. PLS



[PLS = PULSE] Función pulso rectangular. La salida del bloque es:

$U(t) = A$, si se cumple que: $t_1 < t < t_2$

si no,

$U(t) = 0$

Entrada de la Estructura:

1,PLS;xxx

El bloque 1 es un bloque PLS con comentario "xxx"

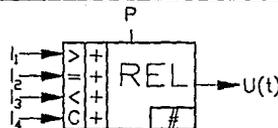
Entrada de Parámetros:

Tiene 3 parámetros: t_1 , inicio del pulso; t_2 , fin del pulso; y A , amplitud del pulso, que se conserva constante de t_1 a t_2 . Se puede crear una función escalón si t_2 es grande (o mayor) con respecto al tiempo total de simulación. Por ejemplo,

1,2,2.01,19

La salida del bloque 1 será un pulso de duración de 0.01 con una magnitud de 19.

C.4.16. REL



[REL = RELAY] Función relevador (condicional). La salida del bloque es:

$$U(t) = I_1, \text{ si se cumple que: } I_4 > P$$

$$U(t) = I_2, \text{ si se cumple que: } I_4 = P$$

$$U(t) = I_3, \text{ si se cumple que: } I_4 < P$$

Entrada de la Estructura:

1,REL,-4,-7,8,10;xxx

El bloque 1 es un bloque REL con salidas del bloque 4 negativo, 7 negativo y 8, dependiendo de la comparación del bloque 10 contra el parámetro. Tiene comentarios "xxx". Siempre debe tener 4 entradas.

Entrada de Parámetros:

Tiene un parámetro: P, valor de comparación. Por ejemplo,

1,0.1

La salida del bloque 1 será alguna de las entradas, dependiendo de la comparación de la entrada de control con respecto a 0.1.

C.4.17. SIN



[SIN = SINUS] Función trigonométrica seno. La salida del bloque es:

$$U(t) = \text{sen}(\Sigma I_n)$$

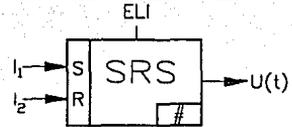
Entrada de la Estructura:

1,SIN,2;xxx

El bloque 1 es un bloque SIN con entrada del bloque 2 con comentario "xxx"

No tiene parámetros, pero debe tener por lo menos una entrada. Su salida está entre -1 y +1.

C.4.18. SRS



[SRS = SET-RESET] Función de flip-flop SR. La salida del bloque es:

U(t) = VERDADERA ó FALSA, de acuerdo con la siguiente tabla:

I ₁ [S]	I ₂ [R]	U(t) [Q _{t+1}]	Función
F	F	U(t-Δ) [Q _t]	Sin cambio
V	F	V	SET
F	V	F	RESET
V	V	U(t-Δ) [Q _t]	Sin cambio

Entrada de la Estructura:

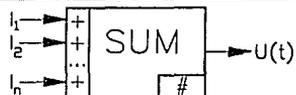
1,SRS,2,3;xxx

El bloque 1 es un bloque AND con entradas de los bloques 2 y 3, con comentario "xxx"

Entrada de Parámetros:

Tiene un parámetro: ELI, estado lógico inicial, cuyo valor debe ser cero o uno. Debe tener dos entradas.

C.4.19. SUM



[SUM = SUMA] Función suma. La salida del bloque es:

$$U(t) = \Sigma I_n$$

Entrada de la Estructura:

1,SUM,2,-4;xxx

El bloque 1 es un bloque SUM con entradas del bloque 2 mas el negativo del bloque 4 (esto es, el bloque 2 menos el 4) con comentario "xxx"

No tiene parámetros, pero debe tener por lo menos dos entradas. La mayoría de los bloques de TutSim realizan la función suma intrínsecamente, aunque a veces es deseable conocer la suma de las entradas y después operar con ella.

C.4.20. TIM



[TIM = TIME] Función de base de tiempo.

Entrada de la Estructura:

1,TIM;xxx

El bloque 1 es un bloque TIM con comentario "xxx". La salida del bloque TIM es la base de tiempo de la simulación, según se haya especificado con el comando CT o desde la introducción del modelo via teclado.

No tiene parámetros ni entradas.

C.5. Problemas Frecuentes y Consejos de Ayuda.

C.5.1. No despliega gráficas.

El problema puede solucionarse cambiando el parámetro d de llamada de TutSim desde el sistema operativo, esto es, por ejemplo:

A:\TUTSIM>tutsim/d=x

donde x es un valor de 0 a 3. Si $x=0$ no existirá salida gráfica.

Variar el valor de x de 1 a 3. Si no funciona aún, es probable que el monitor no sea ni CGA ni Hercules. Recomendación: correr TutSim en otra computadora o utilizar algún simulador de CGA.

C.5.2. No guarda el archivo del modelo.

Aquí pueden ser dos problemas:

1. Se intenta escribir en un archivo ya existente. Dar al archivo otro nombre cuando TutSim lo requiera.
2. Si lo escribe pero no se sabe en donde. TutSim no tiene comandos de trayectoria en subdirectorios, o sea que el directorio actual es desde el que se corrió TutSim al inicio de la

sesión. pese a esto, cuando TutSim pide el nombre del archivo, se puede especificar la unidad de disco, la trayectoria y su respectivo nombre con extensión.

C.5.3. Las gráficas se disparan o no son estables como deberían.

Los problemas que originan esto son: una constante de tiempo (del comando CT) muy grande hace que la simulación sea inestable; una retroalimentación positiva; o ganancias muy elevadas o atenuadores muy pequeños. Se puede escalar el modelo, por ejemplo en un factor de 10 y probar de nuevo. También puede ser porque no se está siendo congruente con el sistema de unidades. No es posible mezclar centímetros con pulgadas, por ejemplo, o micras con kilómetros, sin su correspondiente transformación.

C.5.4. La simulación es muy lenta.

Puede ser por una constante de integración (comando CT) muy pequeña o el procesador de la computadora trabaja a baja velocidad. Revisar si la máquina trabaja en modo Turbo (siendo XT). Para acelerar el proceso, y si la computadora

cuenta con coprocesador matemático 80x87, utilizar el comando **CO** para activarlo o desactivarlo. No usar este comando si el chip no existe, o si el coprocesador o los interruptores en el circuito impreso madre de la computadora no se hallan correctamente instalados, pues TutSim originará un error irrecuperable, pudiendo perderse todo el modelo o los cambios más recientes.

C.5.5. No se sabe si está o no corriendo la simulación.

Para esto TutSim tiene un comando de campana, **S**. Pregunta por un número entero n , y al correr la simulación en cualquiera de sus formas, después de n iteraciones la computadora hace bip. Esto ayuda cuando se enciman gráficas (el encimado de gráficas se logra sin borrar la pantalla), por ejemplo, cuando se cambió un parámetro de algún bloque y la respuesta es tan parecida que se encima.

C.5.6. El comando MR solo funciona una vez.

No sucede esto, sino que el tiempo de simulación es muy grande con respecto al tiempo que se está desplegando en pantalla. Para corregir esto, hacer los tiempos de simulación y de pantalla iguales mediante los comandos **CT** y **CB**, cambiando el bloque de graficación horizontal únicamente (sólo si se está graficando con respecto al tiempo, si no, con **CT** basta para todos).

C.5.7. Es difícil seguir un orden para numerar los bloques.

No es bueno numerar los bloques secuencialmente, pues en las retroalimentaciones se pierde esa secuencia. Para lograr un orden bastante aceptable, utilizar números de cuatro cifras, donde las dos primeras son la columna y las dos últimas son el renglón que ocupa el bloque en cuestión. Así se tienen listados más uniformes, y para cuando se tienen simulaciones con un gran número de bloques, es fácil localizar el bloque en el esquema que se realizó en papel para introducir el modelo, mediante las coordenadas que da su número distintivo.

C.5.8. El espacio de comentarios de los bloques no es suficiente.

Es muy conveniente utilizar los espacios de los comentarios que cada bloque acepta, pues dan nombre a la gráfica de salida y ayudan a la depuración del modelo. Pero cuando se requiere documentar el modelo, se pueden introducir bloques **REM** que tienen número distintivo, pero su única función es aceptar una línea de comentarios de hasta 255 caracteres.

Para mayor información, consúltese el manual del usuario de TutSim.

C.6. Bibliografía

[1] Applied I
THE TUTSIM WAY
Palo Alto, California, 1986,USA.

[2] Ogata, Katsuhiko
INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA
Prentice-Hall, 1980

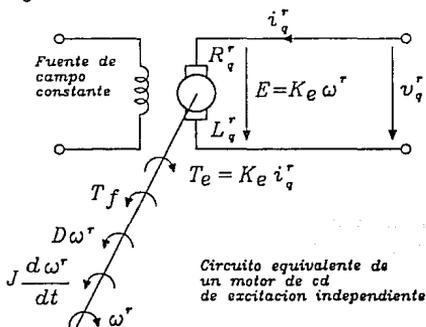
D. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE UN MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA.

Los motores de corriente directa han sido usados por más de un siglo para la conversión de energía eléctrica en energía mecánica útil. Sin embargo, a pesar de la edad del dispositivo, existen ocasionalmente controversias en cuanto al

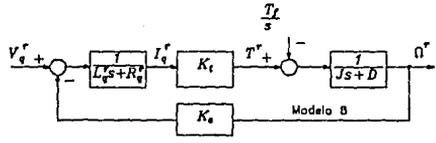
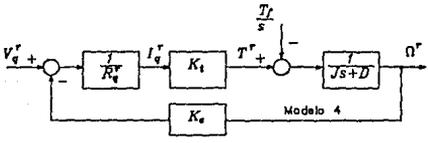
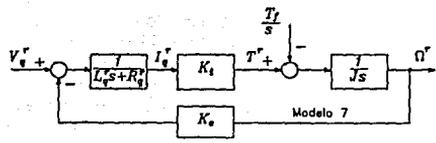
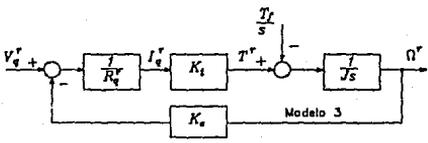
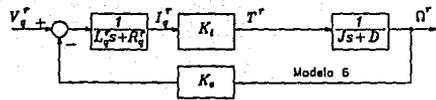
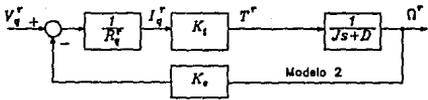
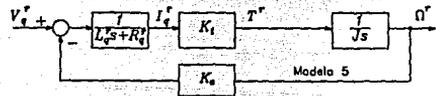
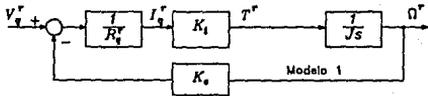
fenómeno básico de operación, y se han hecho esfuerzos para realizar pruebas que determinen significativamente los parámetros de los modelos usados. Aquí se presenta una técnica para dichos efectos, la técnica Lord-Hwang.

D.1. Modelos lineales de motores de cd.

Un circuito equivalente de un motor de cd con excitación independiente conteniendo todos los parámetros de interés se muestra en la figura siguiente:



Dependiendo de cuales parámetros se incluyan, ocho modelos prácticos pueden ser identificados, como lo muestran los diagramas de bloques siguientes:



Diagramas de bloques de los ocho modelos de servomotor.

Puede verse claramente que los modelos 1, 2 y 3 son formas menos complejas del modelo 4, y que los modelos 5, 6 y 7 están relacionados en forma similar con el modelo 8. Por esta razón las técnicas de determinación de parámetros sólo se desarrollaron para los modelos más complejos.

(Las variables aparecen en la nomenclatura, al final de éste apéndice). Nótese que cuando T_f tiende a infinito,

$$i_q^r \rightarrow I_{qe}^r$$

D.1.1. Modelo 4 (de Primer Orden, despreciando la Autoinductancia del Rotor de Cuadratura)

Para una entrada escalón de voltaje en el devanado del rotor de cuadratura y preasumiendo condiciones iniciales nulas, la velocidad angular de la flecha del rotor y la corriente del devanado del rotor de cuadratura son:

$$\omega^r = \omega_{ff}^r \left[1 - e^{-\frac{t}{K\tau_m}} \right]$$

$$i_q^r = I_{cc} \left[1 - KK' + KK'e^{-\frac{t}{K\tau_m}} \right]$$

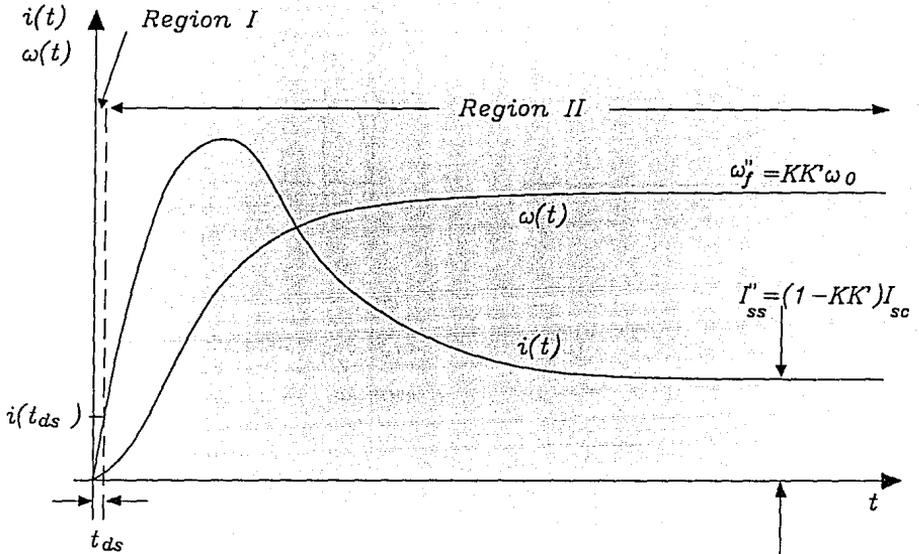
Ecuaciones similares pueden derivarse para los modelos 1, 2 y 3.

D.1.2. Modelo 8 (de Segundo Orden, incluyendo todos los parámetros).

Con un par de fricción constante presente, la máquina no comenzará a rotar hasta que la corriente de inducido sea

$$i_q^r = \frac{T_f}{K_t}$$

como se muestra en la figura siguiente:



Respuestas típicas de $i(t)$ y $\omega(t)$ para el modelo 8 mostrando el efecto de zona muerta.

(Este efecto no está presente en el modelo 4, pues, sin inductancia de armadura, la corriente de inducido se eleva instantáneamente al valor de cortocircuito en $t=0$). La introducción de este fenómeno de *zona muerta* requiere de dos

conjuntos de ecuaciones de corriente y de velocidad angular, correspondiente a las regiones I y II de la figura anterior, tomando en cuenta las características de amortiguamiento, las cuales no discutiremos aquí.

D.2. Determinación del modelo.

La respuesta teóricamente predecible de corriente de los modelos 1 a 8 son únicas. Por ejemplo, nótese la relación entre las respuestas de corriente para los modelos 1 a 4:

$$\text{Modelo 1} \quad i_q^* = I_{cc} e^{-\frac{t}{K\tau_m}}$$

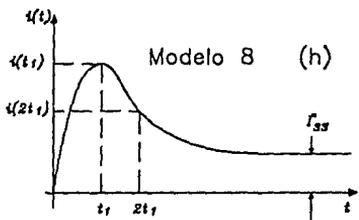
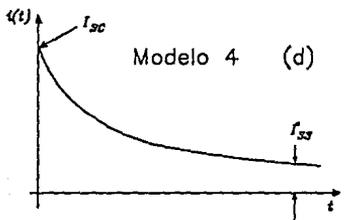
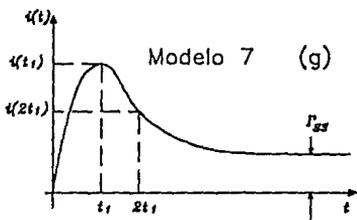
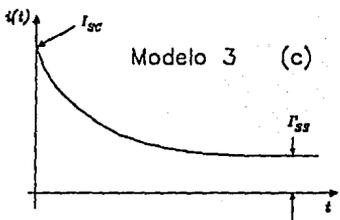
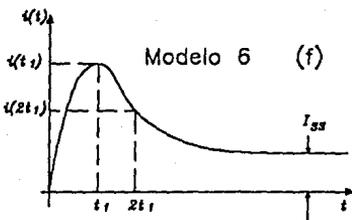
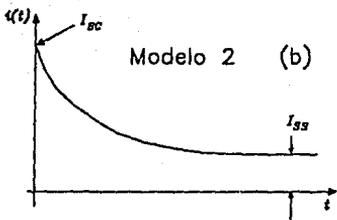
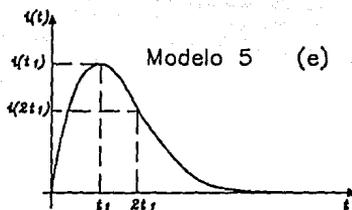
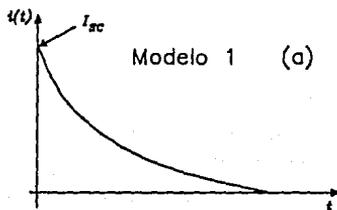
$$\text{Modelo 2} \quad i_q^* = I_{cc} \left[1 - K + K e^{-\frac{t}{K\tau_m}} \right]$$

$$\text{Modelo 3} \quad i_q^* = I_{cc} \left[1 - K' + K' e^{-\frac{t}{K\tau_m}} \right]$$

$$\text{Modelo 4} \quad i_q^* = I_{cc} \left[1 - KK' + KK' e^{-\frac{t}{K\tau_m}} \right]$$

actual de un motor de cd a una entrada escalón del voltaje de armadura es suficiente para determinar qué tipo de modelo puede ser usado para representar al dispositivo, con ayuda de la siguiente figura:

Consecuentemente, el análisis de la respuesta



Respuestas típicas de corriente de los ocho modelos.

D.2.1. Modelo 1.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (a) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina comienza a rotar inmediatamente pero con corriente de armadura de estado estable cero, entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 1 para propósitos de análisis.

D.2.2. Modelo 2.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (b) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina comienza a rotar inmediatamente pero con corriente de armadura de estado estable

$$I_{ee} = I_{cc} (1 - K)$$

entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 2.

D.2.3. Modelo 3.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (c) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina no comienza a rotar inmediatamente sino hasta que

$$i_a^r = \frac{I_f}{K_b}$$

y además se cumple que esta corriente es igual a la corriente de armadura de estado estable

$$I'_{ee} = I_{cc} (1 - K') = \frac{I_f}{K_b}$$

entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 3.

D.2.4. Modelo 4.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (d) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina no comienza a rotar inmediatamente sino hasta que

$$i_a^r = \frac{I_f}{K_b}$$

y además se cumple que esta corriente no es igual a la corriente de armadura de estado estable

$$I'_{ee} = I_{cc} (1 - KK')$$

entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 4.

D.2.5. Modelo 5.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (e) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina comienza a rotar inmediatamente pero con corriente de armadura de estado estable cero, entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 1 para propósitos de análisis.

D.2.6. Modelo 6.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (f) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina comienza a rotar inmediatamente pero con corriente de armadura de estado estable

$$I_{ee} = I_{cc} (1 - K)$$

entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 6.

D.2.7. Modelo 7.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (g) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina no comienza a rotar inmediatamente sino hasta que

$$i_q^* = \frac{I_f}{K_t}$$

y además se cumple que esta corriente es igual a la corriente de armadura de estado estable

$$I_{cc}^* = I_{cc} (1 - K') = \frac{I_f}{K_t}$$

entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 7.

D.2.8. Modelo 8.

Si la respuesta de corriente de armadura de un motor de cd con excitación independiente es similar a la mostrada en la última figura (h) y si al incrementar el voltaje de alimentación desde cero volts la máquina no comienza a rotar inmediatamente sino hasta que

$$i_q^* = \frac{I_f}{K_t}$$

y además se cumple que esta corriente no es igual a la corriente de armadura de estado estable

$$I_{cc}^* = I_{cc} (1 - KK')$$

entonces la máquina puede ser clasificada como un dispositivo modelo 8.

Normalmente, estas definiciones deberían ser suficientes para determinar el tipo de modelo del motor, a partir de la respuesta de corriente a una entrada escalón de la fuente de alimentación de voltaje. Cuando se examinan tales respuestas surge la duda de cuándo un modelo de segundo orden se comporta como uno de primero. En general, para razones

$$\frac{\tau_a}{\tau_m}$$

mayores que aproximadamente 15, el comportamiento del modelo 5 se asemeja al del modelo 1, el del 6 al 2, el del 7 al 3 y el del 8 al 4.

D.3. Determinación de constantes y parámetros.

Habiéndose determinado el tipo de modelo apropiado, sólo resta estimar los parámetros del modelo. Si solamente las constantes de tiempo del modelo son de interés, entonces la respuesta original de corriente del motor es todo lo que se necesita. Dos mediciones adicionales (la magnitud de el escalón de voltaje y la velocidad angular final) se requieren para determinar todos los demás parámetros. Los procedimientos presentados aquí son aplicables a los modelos 4 y 8. Procedimientos

similares pero menos complejos se aplican a los modelos restantes.

D.3.1. Modelo 4.

La definición de la constante de tiempo puede ser invocada para determinar $K_{\tau m}$ de la respuesta de corriente, como el tiempo que toma para alcanzar

$$0.368I_{cc} + 0.632I_{st}$$

De aquí, conociendo

$$v_q^p, \omega_{ff}^p, K\tau_m, I_{cc}, I_{ce}^m \text{ y } i_q^p(t_{dz}) = \frac{T_f}{K_t}$$

todos los parámetros pueden ser determinados usando las relaciones:

$$KK' = 1 - \frac{I_{ce}^m}{I_{cc}} ; K' = 1 - \frac{T_f}{K_t I_{cc}} ; K = \frac{(KK')}{K'}$$

$$\tau_a = \frac{0,368I_{cc} + 0,632I_{ce}^m}{K} ; \tau_b = \frac{K\tau_m}{1-K}$$

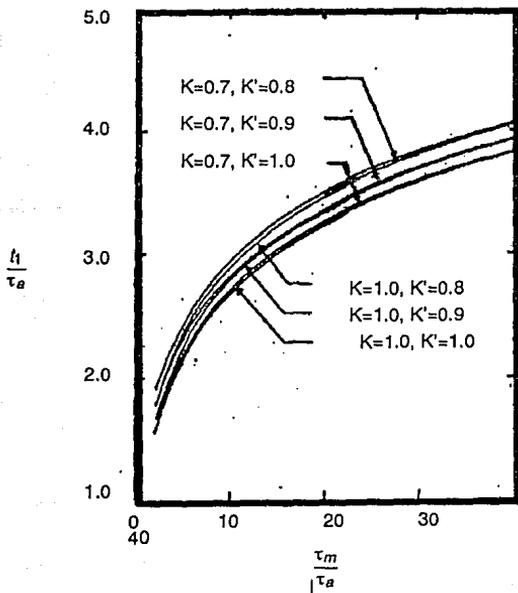
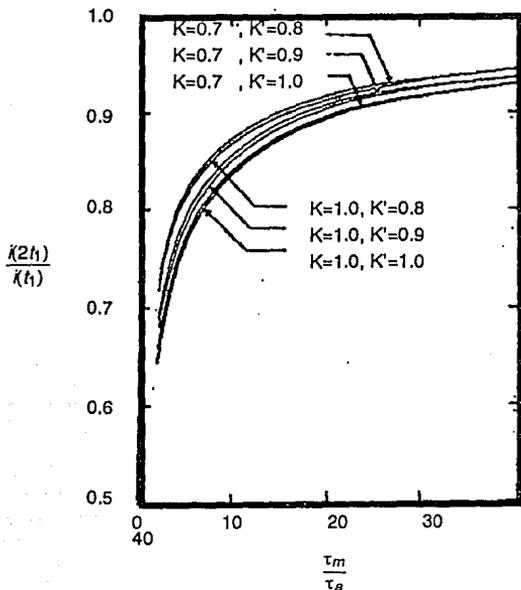
$$R_q^p = \frac{v_q^p}{i_{cc}} ; K_a = \frac{KK'v_q^p}{\omega_{ff}^p} ; K_t = K_a \text{ (en unidades MKS)}$$

$$J = \frac{\tau_a K_a K_t}{R_q^p} ; D = \frac{J}{\tau_b} ; T_f = K_t \left(\frac{T_f}{K_t} \right) = K_t i_q^p(t_{dz})$$

D.3.2. Modelo 8.

Una versión modificada de la técnica Pasek[1] puede ser usada para determinar todos

los parámetros del modelo 8. Para esto se generaron las curvas:



y además la relación

$$\frac{i(2t_1)}{i(t_1)} = \frac{i(t_1)}{I_{cc}}$$

debe mantenerse. Las ecuaciones requeridas para generar estas curvas las explica la técnica Pasek.

Para determinar todos los parámetros del modelo 8 utilícense los siguientes pasos:

1) De la respuesta de corriente del motor obténganse

3) Así, si los valores del voltaje de inducido y la velocidad angular de estado estable también son conocidos, todos los parámetros pueden obtenerse usando las relaciones:

$$\tau_b = \frac{K\tau_m}{1-K} ; L_q^x = R_q^x \tau_a ; t_{dz} = \tau_a \ln \left[\frac{1}{K'} \right]$$

$$R_q^x = \frac{v_q^x}{I_{cc}} ; K_e = \frac{KK' v_q^x}{\omega_{ff}^x} ; K_t = K_e \text{ (en unidades MKS)}$$

$$J = \frac{\tau_m K_e K_t}{R_q^x} ; D = \frac{J}{\tau_b} ; T_f = K_t \left[\frac{T_f}{K_t} \right] = K_t i_q^x(t_{dz})$$

$$\frac{i(2t_1)}{i(t_1)} , I_{cc}^* , i_q^x(t_{dz})$$

De aquí se calculan

$$I_{cc} = \frac{[i(t_1)]^2}{i(2t_1)} ; K' = 1 - \frac{i_q^x(t_{dz})}{I_{cc}} ; KK' = 1 - \frac{I_{cc}^*}{I_{cc}}$$

2) Conociendo K, K' y la razón, τ_a y τ_m pueden ser determinadas a partir de la figura anterior.

D.4. Resultados experimentales.

Para ilustrar la aplicación de esta técnica en la práctica, se prueba aquí un motor de cd con excitación independiente. Las mediciones de voltaje escalón se realizan con un voltmetro digital. La corriente de la zona muerta y la corriente de estado estable se hacen con un amperímetro de cd. La velocidad angular final se hace con un tacogenerador. Las trazas de respuesta de

corriente se toman de un osciloscopio con memoria.

D.4.1. Procedimiento.

Según lo anteriormente descrito, los resultados de la caracterización del motor en cuestión son:

1. Entrada de voltaje: $v_q^* = 110V_{cd}$
2. $\omega_{ff} = 162.64 \frac{rad}{s}$
3. $i_q^*(t_{dz}) = 34.8854 A$; $I_{ce}^* = 20.5484 A$
4. $t_1 = 0.116 s$; $2t_1 = 0.232 s$; $i(t_1) = 91.3676 A$; $i(2t_1) = 90.8141 A$
5. $\frac{i(2t_1)}{i(t_1)} = 0.9939$; $I_{cc} = 91.9244 A$; $K' = 0.6204$; $K = 1.2515$

Al observar la gráfica, vemos que para los valores obtenidos nos daría como resultado una razón mayor a 15, por lo que es posible usar el modelo 4 para este motor:

$$4. (0.368)(91.9244) + (0.632)(20.5484) = 46.8125 A$$

$$t \Big|_{i_q^* = 46.8125} = K\tau_m \cong 0.125 s$$

$$5. K' = 0.6204 ; K = 1.2515$$

$$6. \tau_m = \frac{0.125}{1.2515} = 0.0998 s = 99.88 ms ; \tau_b = 0.497 s = 497 ms$$

$$7. R_q^* = \frac{110}{91.9244} = 1.1966 \Omega ; K_e = 0.525 \frac{V \cdot s}{rad} = K_t ; J = 0.023 N \cdot m \cdot s^2$$

$$D = 0.0463 N \cdot m \cdot s ; T_f = (0.525)(34.8854) = 18.315 N \cdot m$$

D.5. Nomenclatura.

Se presentan las variables usadas en este apéndice:

i_q^* : corriente de armadura, de inducido o de rotor de cuadratura

$i(t_1)$: valor de i_q^* en t_1 ; $\tau_a = L_q^*/R_q^*$: constante eléctrica del motor

$i_q^*(t_{dz})$: valor de i_q^* para alcanzar la magnitud $\frac{I_f}{K_t}$

I_{cc} : valor de la corriente de armadura de cortocircuito

I_{ee}^u : valor de la corriente de armadura de estado estable

K : factor de amortiguamiento

K' : factor de fricción

K_e : constante de voltaje del motor

K_t : constante de par del motor

$\tau_b = J/D$: constante de tiempo de amortiguamiento del motor

τ_m : constante de tiempo mecánica (o inercial) del motor

D.6. Bibliografía.

[1] Lord, W.; Hwang, J.H.
DC SERVOMOTORS -MODELING AND
PARAMETER DETERMINATION
IEEE Tr. on Ind. Appl., May/June 1977.

[2] Ogata, K.
INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA
Prentice-Hall, 1980.

E. LISTADOS DE LAS SIMULACIONES.

A continuación se listan todas las simulaciones que se desarrollaron en este trabajo.

07/28/1991 11:00 Filename: ZICAMOLI.LIS Page 1

```

Model File: Zicamol1.sim
Date: 7 / 29 / 1991
Time: 14 : 35
Timing: 0.4000000 ,DELTA ; 200.0000 ,RANGE
PlotBlocks and Scales:
Format:
      BlockNo, Plot-MINimum, Plot-MAXimum; Comment
Horz: 0 , -5.0000 , 40.0000 ; Time
Y1: 1 , -0.5000000 , 3.0000 ; v
Y2: 3 , -0.5000000 , 3.0000 ; L,i
Y3: 6 , -10.0000 , 60.0000 ; L,Fr
Y4: 8 , -0.1000000 , 0.5000000 ; m,a
    
```

```

MODEL:
0.2000000      1 INT      8                      ;v
0.3000000      2 GAI      1                      ;B
1.5000          3 GAI      2                      ;L,i
0.0135000      4 ATT      3                      ;R
0.3000000      5 GAI      4                      ;B
1.5000          6 GAI      5                      ;L,Fr
75.0000        7 SUM      -6                     ;Ftot
0.0000          8 ATT      7                      ;m,a
200.0000       9 PLS                      ;Fl
37.5000
    
```

10 REM
;Simulacion de un motor lineal de cd

```

($R-) (Range checking off)
($B+) (Boolean complete evaluation on)
($S+) (Stack checking on)
($I+) (I/O checking on)
($N-) (No numeric coprocessor)
($M 65500,16384,655360) (Turbo 3 default stack and heap)

```

```

($R+)
*****
**** Nombre del Sistema :MAQAC ****
**** Tipo :Programa Principal ****
**** Sinopsis :Efecto calculos y elabora gra- ****
**** :ficas sobre los datos proporcio- ****
**** :nados de un motor de induccion ****
**** :jaula de arilla en un sistema ****
**** :de elevador ****
**** Version :2.00 ****
**** Parametros de Entrada :Se reciben en el procedimiento ****
**** :INICIALIZA. ****
**** Parametros de Salida :Se dan en forma grafica y en ****
**** :forma tabular. ****
**** Host System :IBM-PC o Compatible ****
**** Lenguaje :version 1.0 en TurboPascal ****
**** :Version 3.0 ****
**** :version 2.0 convertida a ****
**** :TurboPascal 5.0 ****
**** Ventajas :Trabaja mediante una tabla nor- ****
**** :malizada; admite modificaciones ****
**** :posteriores, pues el procedimi- ****
**** :ento de entrada de datos, ****
**** : (INICIALIZA), es facil de ****
**** :reemplazar, asi como los modulos ****
**** :de calculos, si las situaciones ****
**** :del sistema cambian. ****
**** Limitaciones :La tabla normalizada esta basada ****
**** :en una grafica de la cual se ****
**** :tomaron trece puntos, lo que ****
**** :arroja aproximaciones, aunque ****
**** :buenas, de los valores exactos. ****
**** Comentarios al Usuario :Utilizar valores de Los parame- ****
**** :tros de entrada en unidades del ****
**** :Sistema Internacional, a menos ****
**** :que el programa indique otro ****
**** :tipo de unidades. ****
**** Realizo :Demian Rebollo von Duben ****
**** :Rafael Lacambra Macedo ****
**** :23 de noviembre de 1990 ****

```

```

*****
program MAQAC (input, output, ArchSal);

```

```

Uses
Crt,Printer; (Unit found in TURBO.TPL)

```

```

type
  FileName=string[14];
  registro=record
    tiempo:real;
    ParMotor:real;
    ParAceleracion:real;
    OmegaActual:real;
  end;
  Archivo=file of registro;

```

```

var
  Omega:real; (**** velocidad angular en rad/s)
  Hecho:boolean; (**** bandera de terminacion de la iteracion)
  t:real; (**** tiempo actual de iteracion en s)
  tau:real; (**** incremento de tiempo en s)
  J:real; (**** momento de inercia de la carga en kg-m^2)
  RelVel:real; (**** relacion de velocidad del reductor)
  TiemTot:real; (**** tiempo total de la simulacion del motor)
  ParAcel:real; (**** par de aceleracion en N-m)
  ParNom:real; (**** par nominal del motor en N-m)
  ParCarg:real; (**** par nominal de la carga en N-m)
  OmeNom:real; (**** velocidad angular nominal en rad/s)
  ArchSal:Archivo; (**** archivo de salida)
  NombArch:FileName; (**** nombre del archivo de salida)
  Auxiliar:registro; (**** buffer usado para salida de datos a disco)
  OmSinc:real; (**** velocidad sincrona del motor)
  PMotPu:real; (**** par del motor en valores por unidad)
  Fin:Boolean; (**** bandera de convergencia de las iteraciones)
  OmegaAnterior:real; (**** guarda el estado anterior de omega para verifica
r si converge el metodo)
  HP:real; (**** cabalaje del motor)
  frec:real; (**** frecuencia de la linea de suministro)
  P:real; (**** numero de polos del motor)
  Impresora:boolean; (**** bandera de impresion de resultados)
  res:char; (**** respuesta del usuario para impresion)

```

```

(*****
****
**** Nombre del Procedimiento :INICIALIZA ****
**** Tipo :Subrutina ****
**** Sinopsis :Acepta los datos de entrada al ****
**** :programa MAQAC necesarios para ****
**** :comenzar a iterar. ****
**** Version :2.00 ****
**** Parametros de Entrada :Ninguno. ****
**** Parametros de Salida :Tau=incremento de integracion ****
**** :ParNom=par nominal del motor ****
**** :OmeNom=vel. ang. nominal del m. ****
**** :RelVel=relacion de velocidades ****
**** :J=momento de inercia total en ****
**** :de ficha del motor ****
**** :TiemTot=tiempo total de la simu- ****
**** :lacion. ****
**** Host System :IBM-PC o Compatible ****
**** Lenguaje :TurboPascal Version 5.0 ****
**** Comentarios al Usuario :Utilizar valores de los parame- ****
**** :tros de entrada en unidades del ****
**** :Sistema Internacional, a menos ****
**** :que el procedimiento indique ****
**** :otro tipo de unidades. ****
**** Realizo :Demian Rebollo von Duben ****
**** :Rafael Lacambra Macedo ****
**** :27 de diciembre de 1990 ****
****
****)

```

```

procedure INICIALIZA(var tau:real;
var TiemTot:real;
var J:real;
var OmeNom:real;
var RelVel:real;
var ParNom:real;
var ArchSal:Archivo;
var NombArch:FileName;
var HP:real;

```



```

var OmegaAnterior:real;

const
  NumPts=13;      (**** numero de puntos de la tabla normalizada)
type
  vector=array[1..NumPts] of real;
var
  VelAng:vector;  (**** contiene los valores normalizados de vel. ang.)
  Par:vector;     (**** contiene los valores normalizados de par)
  i:integer;      (**** contador)
  j:integer;      (**** apunta a los valores para poder interpolar)
  x1,x2,y1,y2:real; (**** variables auxiliares de interpolacion lineal)
  OmNorm:real;    (**** velocidad angular del motor/vel. ang. sincrona)
  ParNegativo:boolean; (**** bandera que indica si PMotPu es menor que cero)

begin
  (**** inicializacion de variables ****)
  ParNegativo:=false;

  VelAng[1]:=0.0;      (**** datos de la tabla normalizada ****)
  VelAng[2]:=0.1;
  VelAng[3]:=0.2;
  VelAng[4]:=0.3;
  VelAng[5]:=0.4;
  VelAng[6]:=0.5;
  VelAng[7]:=0.6;
  VelAng[8]:=0.7;
  VelAng[9]:=0.8;
  VelAng[10]:=0.837;
  VelAng[11]:=0.9;
  VelAng[12]:=0.975;
  VelAng[13]:=1.0;

  Par[1]:=1.5;
  Par[2]:=1.5;
  Par[3]:=1.5;
  Par[4]:=1.5;
  Par[5]:=1.5;
  Par[6]:=1.6;
  Par[7]:=1.7;
  Par[8]:=1.92;
  Par[9]:=2.17;
  Par[10]:=2.25;
  Par[11]:=2.0;
  Par[12]:=1.0;
  Par[13]:=0.0;

  (**** calculo de PMotPu ****)

  if Omega>OmSinc then
    begin
      Omega:=OmSinc-(Omega-OmSinc);
      ParNegativo:=true;
    end;
  (endif)

  OmNorm:=Omega/OmSinc;

  if (OmegaAnterior-Omega)<(0.01*Omega) then (**** condicion de convergencia
  )
    Fin:=true
  else
    OmegaAnterior:=Omega;

```

```

(endif)
for i:=1 to NumPts do
  if OmNorm>=VelAng[i] then
    i:=i;
  (endif)
(endifor)

if j = NumPts then
  begin
    x1:=VelAng[NumPts-1];
    x2:=VelAng[NumPts];
    y1:=Par[NumPts-1];
    y2:=Par[NumPts];
    PMotPu:=0.0;
    end
else
  begin
    x1:=VelAng[i];
    x2:=VelAng[i+1];
    y1:=Par[i];
    y2:=Par[i+1];
    Fin:=false;
    PMotPu:=((y2-y1)/(x2-x1))*(OmNorm-x1)+y1; (**** interpolacion lineal)
    end
(endif);

if ParNegativo then
  PMotPu:=-PMotPu;
(endif)

end; (PARMOTPU)

(*****
****
**** Nombre del Procedimiento :GUARDA ****
**** Tipo :Subrutina ****
**** Sinopsis :Almacena en disco flexible los resultados de la simulacion. ****
**** Version :2.00 ****
**** Parametros de Entrada :Auxiliar=buffer de tipo registro ****
**** que contiene los valores de tiempo actual, par del motor, par de la carga y la velocidad angular actual, resultados de la simulacion. ****
**** Parametros de Salida :Ninguno ****
**** Host System :IBM-PC o Compatible ****
**** Lenguaje :TurboPascal Version 5.0 ****
**** Realizo :Demian Rebollo von Duben ****
**** Rafael Lacambra Macedo ****
**** 27 de diciembre de 1990 ****
****)

procedure GUARDA(var Auxiliar:registro);
begin
  write(ArchSal,Auxiliar);
end;

begin (**** programa principal ****)
  Clear;
  INICIALIZA(tau,TiemTot,J,OmNorm,RelVel,ParNom,ArchSal,NombArch,HP,frec,P);
  IMPRIME_DATOS(tau,TiemTot,J,OmNorm,RelVel,ParNom,HP,frec,P);

```

```
res:='n';
write('Se desean resultados impresos (s/n) ? ');
readln(res);
if res<>'s' then
  impresora:=false
else
  impresora:=true;
endif;
Omega:=0.0;
Hecho:=false;
t:=0.0;
ParCarg:=750;
OmSinc:=OmeNom/0.975;
repeat
  PARMOTPU(Omega,OmSinc,PMotPu,Fin,OmegaAnterior);
  ParAcel:=PMotPu*ParNom*ParCarg/RelVel;
  Omega:=Omega+(tau*ParAcel/J);
  t:=t+tau;
  with Auxiliar do begin
    tiempo:=t;
    ParMotor:=PMotPu*ParNom;
    ParAceleracion:=ParAcel;
    OmegaActual:=Omega;
  end;(with)
  if impresora then
    writeln(lst,t:3:2,' ',PMotPu*ParNom:8:4,' ',ParAcel:8:4,' ',Omega:8
:2);
  endif;
  writeln(t:3:2,' ',PMotPu*ParNom:8:4,' ',ParAcel:8:4,' ',Omega:8:2);
  GUARDA(Auxiliar);
  Hecho:=(t>=TiemTot) or Fin;
until Hecho;
close(ArchSal);
end.
```

Model File: motor_cd.sim

Date: 7 / 29 / 1991

Time: 14 : 52

Timing: 0.0010000 ,DELTA ; 100.0000 ,RANGE

PlotBlocks and Scales:

Format:

BlockNo,	Plot-MINimum,	Plot-MAXimum,	Comment
Horz: 0	-0.3000000	3.0000	: Time
Y1: 8701	-0.2400000	5.5200	: isd
Y2: 8907	-235.0000	168.0000	: irq
Y3: 9104	-924.0000	84.0000	: wr
Y4: 8503	-101.0000	245.0000	: (Grsqd) Te

MODEL:

;Motor de CD	8000 REM			
0.0000	8001 CON			:isd(0-)
0.0500000	8101 GAI	8001		:Lsd
0.0000	8102 PLS			:vsd
200.0000				
40.0000				
	8201 SUM	8101	8102	
	8206 MUL	8701	9104	
0.0000	8207 CON			:irq(0-)
40.0000	8301 ATT	8201		:Rsd
0.5500000	8306 GAI	8206		: (Grsqd) fcem
0.0460000	8307 GAI	8207		:Lrq
0.0000	8308 PLS			:vrq
200.0000				
110.0000				
	8401 SUM	8301	-8701	
	8403 MUL	8701	8907	
0.0000	8404 CON			:wr(0-)
	8407 SUM	8306	8308	
40.0000	8501 GAI	8401		:Rsd
0.5500000	8503 GAI	8403		: (Grsqd) Te
0.0930000	8504 GAI	8404		:J
0.0000	8505 PLS			:TroL
200.0000				
10.0000				
1.0000	8507 ATT	8407		:Rrq
0.0500000	8601 ATT	8501		:Lsd
	8604 SUM	-8503	8505	
	8607 SUM	8507	-8907	
0.0000	8701 INT	8601		:isd
0.0080000	8704 ATT	8604		:D
1.0000	8707 GAI	8607		:Rrq
	8804 SUM	8704	-9104	
0.0460000	8807 ATT	8707		:Lrq
0.0080000	8904 GAI	8804		:D
0.0000	8907 INT	8807		:irq
0.0930000	9004 ATT	8904		:J
0.0000	9104 INT	9004		:wr

Model File: 418puet.sim

Date: 7 / 29 / 1991

Time: 14 : 38

Timing: 0.0010000 ,DELTA ; 100.0000 ,RANGE

Plot: Blocks and Scales:

Format:

BlockNo.	Plot-MINimum	Plot-MAXimum	Comment
Horz: 5001	-0.3000000	3.0000	t
Y1: 8701	-0.2400000	5.5200	isd
Y2: 7705	-420.0000	300.0000	irq
Y3: 9104	-924.0000	84.0000	wr
Y4: 7906	-522.0000	1.269E+03	vrq

MODEL:

4901 REM

;CONTROL COSENOIDAL MONOFASICO: SEMICONVERTIDOR + MOTOR DE CD CON CARGA DE 10(N-m)

5000 REM

;Generacion de la señal de ca monofasica

60.0000	5101 TIM	5001	t
	5101 GAI	5001	f
	5201 SIN	5101	
1.4142	5301 GAI	5201	raiz de 2
220.0000	5401 GAI	5301	(Vrms) Vmsen(wt)
	5500 REM		

;Control Cosenoial de Angulo de Disparo

20.7418	5501 ATT	5401	a
0.2500000	5601 INT	5501	ci=+0.25
60.0000	5701 GAI	5601	((fe) fecos(wt)
1.6676	5702 CON		Ec
	5801 SUM	5701 -5702	cos-Ec
	5802 SUM	5701 -5702	-Ec-cos
0.0000	5803 CON		cero logico
1.0000	5804 CON		uno logico
	5901 IFE	5801 5803 5804	comparador
	5903 IFE	5802 5803 5804	comparador
1.0000	6003 ATT	5903	Rm
0.0000	6101 INT	6001 -6102	Rm
1.0000	6102 ATT	6202	Rm
0.0000	6103 INT	6003 -6104	Rm
1.0000	6104 ATT	6204	Rm
0.0020000	6202 ATT	6101	Cm
0.0020000	6204 ATT	6103	Cm
0.0000	6205 CON		cero
0.0010000	6301 REL	6205 5901 5901	monostable 1
0.0010000	6303 REL	6205 5903 5903	monostable 2
0.0000	6402 SRS	6301 6303	s1
	6502 INV	6402	s2
	6600 REM		

;Puente Semiconvertidor

0.0000	6603 REL	5401 5401 6205	
0.0000	6604 REL	6205 -5401 -5401	
0.0000	6701 REL	6603 6205 6205	
0.0000	6703 REL	6604 6205 6205	
0.0000	6802 SUM	6502 6701 6703	voltaje controlado
0.0000	7608 CON		cero
0.0000	7705 REL	8907 7608 7608	irq
	8907		

0.0000	7706 REL	8306 7608 -8306	fcm
	7807 ORR	8306	
0.0000	7906 REL	7705 6802 7706 7706	vrq
	8000 REM	7807	
;Motor de CD	0.0000	8001 CON	isd(0-)
	0.0500000	8101 GAI	Lsd
	0.0000	8102 PLS	vsd
200.0000			
40.0000			
	8201 SUM	8101 8102	
	8205 MUL	8701 9104	
0.0000	8207 CON		irq(0-)
40.0000	8301 ATT	8201	Rsd
0.5500000	8306 GAI	8206	(Grsqd) fcm
0.0460000	8307 GAI	8207	Lrq
	8401 SUM	-8701	
	8403 MUL	8701 7705	
0.0000	8404 CON		wr(0-)
	8407 SUM	8306 8307 7906	
40.0000	8501 GAI	8401	Rsd
0.5500000	8503 GAI	8403	(Grsqd) Te
0.0930000	8504 GAI	8404	J
0.0000	8505 PLS		TroL
200.0000			
10.0000			
1.0000	8507 ATT	8407	Rrq
0.0500000	8601 ATT	8501	Lsd
	8604 SUM	-8503 8504 8505	
	8607 SUM	8507 -7705	
0.0000	8701 INT	8601	isd
0.0080000	8704 ATT	8604	D
1.0000	8707 GAI	8607	Rrq
	8804 SUM	8704 -9104	
0.0460000	8807 ATT	8707	Lrq
0.0080000	8904 GAI	8804	D
0.0000	8907 INT	8807	irq
0.0930000	9004 ATT	8904	J
0.0000	9104 INT	9004	wr

Model File: 4110PU.E.SIM
 Date: 7 / 29 / 1991
 Time: 14 : 43
 Timing: 0.0010000 DELTA ; 100.0000 ,RANGE
 PlotBlocks and Scales:
 Format:

BlockNo,	Plot-MINimum,	Plot-MAXimum,	Comment
Horz: 5001 ,	-0.3000000 ,	3.0000 ,	t
Y1: 8701 ,	-0.2400000 ,	5.5200 ,	isd
Y2: 7705 ,	-420.0000 ,	300.0000 ,	lrq
Y3: 9104 ,	924.0000 ,	84.0000 ,	wr
Y4: 7906 ,	-1.120E+03 ,	1.866E+03 ,	vrq

MODEL:

```

CONTROL COSENOIDAL MONOFASICO: CONVERTIDOR COMPLETO CON INDUCTANCIA DE
CONMUTACION + MOTOR DE CD CON CARGA DE 10[N·m]
5000 REM
;Generacion de la señal de ca monofasica
60.0000 5001 TIM 5001 ; t
5201 SIN 5101 ; f
1.4142 5201 GAI 5201 ;raiz de 2
220.0000 5401 GAI 5301 ;(Vrms) Vmsh(wt)
5500 REM
;Control Cosenoidal de Angulo de Disparo
20.7418 5501 ATT 5401 ;a
0.2500000 5601 INT -5501 ;ci=+0.25
60.0000 5701 GAI 5601 ;(fe) fecos(wt)
8.3338 5702 CON ;c
5801 SUM 5701 -5702 ;-Ec
5802 SUM -5701 -5702 ;-Ec-cos
0.0000 5803 CON ;cero logico
1.0000 5804 CON ;comparador
5901 IFE 5801 5803 5804 ;comparador
6003 IFE 5802 5803 5804 ;Rm
1.0000 6003 ATT 5903 ;Rm
0.0000 6101 INT 6001 -6102 ;Rm
1.0000 6102 ATT 6202 ;Rm
0.0000 6103 INT 6003 -6104 ;Cm
1.0000 6104 ATT 6204 ;Cm
0.0020000 6202 ATT 6101 ;cero
0.0020000 6204 ATT 6103 ;cero
0.0000 6205 CON ;monostable 1
0.0010000 6301 REL 6205 5901 5901 ;monostable 2
0.0010000 6303 REL 6205 5903 5903 ;
0.0000 6402 SRS 6301 6303 ;
6504 INV 6402 ;
6600 REM
;Inductancia de Conmutacion
0.0012400 6602 ATT 6402 ;Lc
0.0012400 6604 ATT 6504 ;Lc
0.0000 6702 INT 6602 -6703 ;Lc
0.0012400 6703 ATT 6803 ;Lc
0.0000 6704 INT 6604 -6705 ;Lc
0.0012400 6705 ATT 6805 ;Lc
0.4000000 6803 GAI 6702 ;Rc
0.4000000 6805 GAI 6704 ;Rc
0.5000000 6903 REL 6702 6205 6205 ;(error) s1 y s3
0.5000000 6905 REL 6704 6205 6205 ;(error) s2 y s4
6704
    
```

```

0.0000 6906 REL 5401 5401 5401
0.0000 6907 REL -5401 -5401 -5401
7000 REM
;Puente Convertidor Completo
7004 NAN 6903 6905
0.0000 7103 REL 6906 6205 6205
6905
0.0000 7105 REL 6907 6205 6205
6905
0.0000 7204 SUM 7103 7105
7304 REL 7204 6205 6205 ;salida de voltaje
7004
0.0000 7608 CON 8907 ;cero
0.0000 7705 REL 8907 7608 7608 ;irq
8907
0.0000 7706 REL 8306 7608 -8306 ;fcem
8306
7807 ORR 7705 7304
7906 REL 7304 7706 ;vrq
7807
8000 REM
;Motor de CD
0.0000 8001 CON ;isd(0-)
0.0500000 8101 GAI 8001 ;Lsd
0.0000 8102 PLS ;vsd
200.0000
40.0000 8201 SUM 8101 8102
8206 MUL 8201 8104 ;
0.0000 8207 CON ;lrq(0-)
40.0000 8301 ATT 8201 ;Rsd
0.5500000 8306 GAI 8206 ;(Grsqd) fcem
0.0460000 8307 GAI 8207 ;Lr
8401 SUM 8301 -8701
8403 MUL 8701 7705 ;wr(0-)
0.0000 8404 CON ;Rsd
8407 SUM 8306 8307 7906 ;(Grsqd) Te
40.0000 8501 GAI 8401 ;J
0.5500000 8503 GAI 8403 ;Trol
0.0930000 8504 GAI 8404 ;
0.0000 8505 PLS ;Rrq
200.0000 8507 ATT 8407 8501 ;Lsd
10.0000 8601 ATT 8501 ;
1.0000 8604 SUM -8503 8504 8505 ;
0.0500000 8607 SUM 8507 -7705 ;
0.0000 8701 INT 8601 ;isd
0.0080000 8704 ATT 8604 ;D
1.0000 8707 GAI 8607 ;lrq
10.0000 8804 SUM 8704 -9104 ;Rrq
0.0460000 8807 ATT 8707 ;Lr
0.0080000 8904 GAI 8804 ;D
0.0000 8907 INT 8807 ;lrq
0.0930000 9004 ATT 8904 ;J
0.0000 9104 INT 9004 ;wr
    
```

Model File: 42'4puet.sim
 Date: 7 / 29 / 1991
 Time: 14 : 45
 Timing: 0.0010000 ,DELTA ; 100.0000 ,RANGE
 PlotBlocks and Scales:
 Format:

BlockNo, Plot-MINimum, Plot-MAXimum; Comment
 Horz: 5001 , -0.3000000 , 3.0000 ; t
 Y1: 8701 , -0.2400000 , 5.5200 ; tsd
 Y2: 7705 , -420.0000 , 300.0000 ; irq
 Y3: 9104 , -924.0000 , 84.0000 ; wr
 Y4: 7906 , -522.0000 , 1.269E+03 ; vrq

MODEL:

4901 REM
 ;CONTROL COSENOIDAL TRIFASICO: SEMICONVERTIDOR + MOTOR DE CD CON CARGA DE 10 (N-m)

5000 REM
 ;Generacion de la señal de ca trifasica

5001 TIM ; t
 2.0944 5005 CON ; +120 grados
 -2.0944 5009 CON ; -120 grados
 60.0000 5101 GAI 5001 ; f
 5105 SIN 5005
 5106 COS 5005
 5109 SIN 5009
 5110 COS 5009
 5201 SIN 5101
 5202 COS 5101
 1.4142 5301 GAI 5201 ;raiz de 2
 5304 MUL 5201 5106
 5306 MUL 5202 5105
 5308 MUL 5201 5110
 5310 MUL 5202 5109
 127.3000 5401 GAI 5301 ;(Vrms) Vmsen(wt)
 5405 SUM 5304 -5306
 5409 SUM 5308 -5310
 1.4142 5505 GAI 5405 ;raiz de 2
 1.4142 5509 GAI 5409 ;raiz de 2
 127.3000 5605 GAI 5505 ;(Vrms) Vmsen(wt-120)
 127.3000 5609 GAI 5509 ;(Vrms) Vmsen(wt+120)
 5700 REM

;Control Cosenoidal de Angulo de Disparo

12.0000 5701 ATT 5401 ;a
 12.0000 5705 ATT 5605 ;a
 12.0000 5709 ATT 5609 ;a
 0.2500000 5801 INT -5701 ;ci=+0.25
 -0.1250000 5805 INT -5705 ;ci=-0.125
 -0.1250000 5809 INT -5709 ;ci=-0.125
 60.0000 5901 GAI 5801 ;(fe) fecos(wt)
 60.0000 5905 GAI 5805 ;(fe) fecos(wt-120)
 60.0000 5909 GAI 5809 ;(fe) fecos(wt+120)
 -3.9156 5912 CON ;Ec
 6001 SUM 5901 -5912
 6002 SUM -5901 -5912
 6005 SUM 5905 -5912
 6006 SUM -5905 -5912
 6009 SUM 5909 -5912
 6010 SUM -5909 -5912
 0.0000 6012 CON ;cero logico
 1.0000 6013 CON ;uno logico
 6101 IFE 6001 6012 6013
 6103 IFE 6002 6012 6013
 6105 IFE 6005 6012 6013
 6107 IFE 6006 6012 6013

6109 IFE 6009 6012 6013
 6111 IFE 6010 6012 6013
 1.0000 6201 ATT 6101 ;Rm
 1.0000 6203 ATT 6103 ;Rm
 1.0000 6205 ATT 6105 ;Rm
 1.0000 6207 ATT 6107 ;Rm
 1.0000 6209 ATT 6109 ;Rm
 1.0000 6211 ATT 6111 ;Rm
 0.0000 6301 INT 6201 -6302 ;Rm
 1.0000 6302 ATT 6402 ;Rm
 0.0000 6303 INT 6203 -6304 ;Rm
 1.0000 6304 ATT 6404 ;Rm
 0.0000 6305 INT 6205 -6306 ;Rm
 1.0000 6306 ATT 6406 ;Rm
 0.0000 6307 INT 6207 -6308 ;Rm
 1.0000 6308 ATT 6408 ;Rm
 0.0000 6309 INT 6209 -6310 ;Rm
 1.0000 6310 ATT 6410 ;Rm
 0.0000 6311 INT 6211 -6312 ;Rm
 1.0000 6312 ATT 6412 ;Rm
 0.0090000 6402 ATT 6301 ;Cm
 0.0090000 6404 ATT 6303 ;Cm
 0.0090000 6406 ATT 6305 ;Cm
 0.0090000 6408 ATT 6307 ;Cm
 0.0090000 6410 ATT 6309 ;Cm
 0.0090000 6412 ATT 6311 ;Cm
 0.0000 6413 CON ;cero
 0.0010000 6501 REL 6413 6101 6101 ;monostable A1
 0.0010000 6503 REL 6413 6103 6103 ;monostable A2
 0.0010000 6505 REL 6413 6105 6105 ;monostable B1
 0.0010000 6507 REL 6413 6107 6107 ;monostable B2
 0.0010000 6509 REL 6413 6109 6109 ;monostable C1
 0.0010000 6511 REL 6413 6111 6111 ;monostable C2
 0.0000 6602 SRS 6501 6503 ;s1
 0.0000 6606 SRS 6505 6507 ;s2
 0.0000 6610 SRS 6509 6511 ;s3
 6602 INV 6602 ;not s1
 6706 INV 6606 ;not s2
 6710 INV 6610 ;not s3
 6800 REM
 ;Puente Semiconvertidor
 6803 AND 6602 6706 ;f1
 6804 AND 6606 6710 ;f2
 6805 AND 6610 6702 ;f3
 6808 SUM 5401 -5609 ;Vac
 6809 SUM 5605 -5401 ;Vba
 6810 SUM 5609 -5605 ;Vcb
 0.0000 6907 REL 6808 6413 6413
 0.0000 6908 REL 6809 6413 6413
 0.0000 6909 REL 6810 6413 6413
 0.0000 7003 REL 6907 6413 6413
 0.0000 7004 REL 6908 6413 6413
 0.0000 7005 REL 6909 6413 6413
 7103 SUM 7003 7004 7005 ;voltaje de salida

0.0000	7608 CON				;cero
0.0000	7705 REL	8907	7608	7608	;irq
0.0000	7706 REL	8306	7608	-8306	;fcem
		8306			
0.0000	7807 ORR	7705	7103		
	7906 REL	7103	7706	7706	;vrq
		7807			
	8000 REM				
; Motor de CD					
0.0000	8001 CON				;isd(0-)
0.0500000	8101 GAI	8001			;Lsd
0.0000	8102 PLS				;vsc
200.0000					
40.0000					
	8201 SUM	8101	8102		
	8206 MUL	8701	9104		
0.0000	8207 CON				;irq(0-)
40.0000	8301 ATT	8201			;Rsd
0.5500000	8306 GAI	8206			; (Grsqd) fcem
0.0460000	8307 GAI	8207			;Lrq
	8401 SUM	8301	-8701		
	8403 MUL	8701	7705		
0.0000	8404 CON				
	8407 SUM	8306	8307	7906	;wr(0-)
40.0000	8501 GAI	8401			;Rsd
0.5500000	8503 GAI	8403			; (Grsqd) Te
0.0930000	8504 GAI	8404			;J
0.0000	8505 PLS				;TroL
200.0000					
10.0000					
1.0000	8507 ATT	8407			;Rrq
0.0500000	8601 ATT	8501			;Lsd
	8604 SUM	-8503	8504	8505	
	8607 SUM	8507	-7705		
0.0000	8701 INT	8601			;isd
0.0080000	8704 ATT	8604			;D
1.0000	8707 GAI	8607			;Rrq
	8804 SUM	8704	-9104		
0.0460000	8807 ATT	8707			;Lrq
0.0080000	8904 GAI	8804			;D
0.0000	8907 INT	8807			;irq
0.0930000	9004 ATT	8904			;J
0.0000	9104 INT	9004			;wr

Model File: 42*6puet.sim

Date: 7 / 29 / 1991

Time: 14 : 48

Timing: 0.0010000 ,DELTA ; 100.0000 ,RANGE

PlotBlocks and Scales:

Format:

BlockNo,	Plot-MINimum,	Plot-MAXimum,	Comment
Horz: 5001 ,	-0.3000000 ,	3.00000 ,	t
Y1: 8701 ,	-0.2400000 ,	5.52000 ,	isd
Y2: 7705 ,	-420.00000 ,	300.00000 ,	lrq
Y3: 9104 ,	924.00000 ,	84.00000 ,	wr
Y4: 7906 ,	-522.00000 ,	1.269E+03 ,	wrq

MODEL:

4901 REM
 ;CONTROL COSENOIDAL TRIFASICO: CONVERTIDOR COMPLETO CON INDUCTANCIA DE
 CONMUTACION + MOTOR DE CD CON CARGA DE 1010[-m]

5000 REM

;Generacion de la señal de ca trifasica

2.0944	5001 TIM		; t
	5005 CON		;+120 grados
-2.0944	5009 CON		; -120 grados
60.0000	5101 GAI	5001	;f
	5105 SIN	5005	
	5105 COS	5005	
	5109 SIN	5009	
	5110 COS	5009	
	5201 SIN	5101	
	5202 COS	5101	
1.4142	5301 GAI	5201	;raiz de 2
	5304 MUL	5201 5106	
	5306 MUL	5202 5105	
	5308 MUL	5201 5110	
	5310 MUL	5202 5109	
127.3000	5401 GAI	5301	; (Vrms) Vmsen(wt)
	5405 SUM	5304 -5306	
	5409 SUM	5308 -5310	
1.4142	5505 GAI	5405	;raiz de 2
1.4142	5509 GAI	5409	;raiz de 2
127.3000	5601 GAI	5505	; (Vrms) Vmsen(wt-120)
127.3000	5609 GAI	5509	; (Vrms) Vmsen(wt+120)
	5700 REM		

;Control Cosenoidal de Angulo de Disparo

12.0000	5701 ATT	5401	;a
12.0000	5705 ATT	5605	;a
12.0000	5709 ATT	5609	;a
0.2500000	5801 INT	-5701	;ci=+0.25
-0.1250000	5805 INT	-5705	;ci=-0.125
-0.1250000	5809 INT	-5709	;ci=-0.125
60.00000	5901 GAI	5801	; (fe) fecos(wt)
60.00000	5905 GAI	5805	; (fe) fecos(wt-120)
60.00000	5909 GAI	5809	; (fe) fecos(wt+120)
5.5421	5912 CON		;Ec
	6001 SUM	5901 -5912	
	6002 SUM	5905 -5912	
	6005 SUM	5909 -5912	
	6006 SUM	-5905 -5912	
	6009 SUM	5909 -5912	
	6010 SUM	-5909 -5912	
0.0000	6012 CON		;cero logico
1.0000	6013 CON		;uno logico
	6101 IFE	6001 6012 6013	
	6103 IFE	6002 6012 6013	
	6105 IFE	6005 6012 6013	
	6107 IFE	6006 6012 6013	

	6109 IFE	6009 6012 6013	
	6111 IFE	6010 6012 6013	
1.0000	6201 ATT	6101	;Rm
1.0000	6203 ATT	6103	;Rm
1.0000	6205 ATT	6105	;Rm
1.0000	6207 ATT	6107	;Rm
1.0000	6209 ATT	6109	;Rm
1.0000	6211 ATT	6111	;Rm
0.0000	6301 INT	6201	-6302
1.0000	6302 ATT	6402	;Rm
0.0000	6303 INT	6203	-6304
1.0000	6304 ATT	6404	;Rm
0.0000	6305 INT	6205	-6306
1.0000	6306 ATT	6406	;Rm
0.0000	6307 INT	6207	-6308
1.0000	6308 ATT	6408	;Rm
0.0000	6309 INT	6209	-6310
1.0000	6310 ATT	6410	;Rm
0.0000	6311 INT	6211	-6312
1.0000	6312 ATT	6412	;Rm
0.0090000	6402 ATT	6301	;Cm
0.0090000	6404 ATT	6303	;Cm
0.0090000	6406 ATT	6305	;Cm
0.0090000	6408 ATT	6307	;Cm
0.0090000	6410 ATT	6309	;Cm
0.0090000	6412 ATT	6311	;Cm
0.0000	6413 CON		;cero
0.0010000	6501 REL	6413 6101 6101	;monostable A1
0.0010000	6503 REL	6413 6103 6103	;monostable A2
0.0010000	6505 REL	6413 6105 6105	;monostable B1
0.0010000	6507 REL	6413 6107 6107	;monostable B2
0.0010000	6509 REL	6413 6109 6109	;monostable C1
0.0010000	6511 REL	6413 6111 6111	;monostable C2
	6311		
0.0000	6602 SRS	6501 6503	;s1
0.0000	6606 SRS	6505 6507	;s3
0.0000	6610 SRS	6509 6511	;s5
	6702 INV	6602	;s4
	6706 INV	6606	;s6
	6710 INV	6610	;s2
	6800 REM		
	;Puente Convertidor Completo e Inductancias de Conmutacion		
	6801 AND	6610 6602	;s1s5
	6802 AND	6710 6706	;s2s6
	6803 AND	6606 6602	;s1s3
	6804 AND	6710 6702	;s2s4
	6805 AND	6610 6606	;s3s5
	6806 AND	6706 6702	;s4s6
	6808 SUM	5401 -5605	;Vab
	6809 SUM	5401 -5609	;Vac
	6810 SUM	5605 -5609	;Vbc
0.0012400	6901 ATT	6801	;Lc
0.0012400	6903 ATT	6802	;Lc
0.0012400	6905 ATT	6803	;Lc
0.0012400	6907 ATT	6804	;Lc
0.0012400	6909 ATT	6805	;Lc
0.0012400	6911 ATT	6806	;Lc
0.0000	7001 INT	6901	-7002
0.0012400	7002 ATT	7102	;Lc
0.0000	7003 INT	6903	-7004
0.0012400	7004 ATT	7104	;Lc

```

0.0000 7005 INT 6905 -7006
0.0012400 7006 ATT 7105 ;Lc
0.0005 7007 INT -7008 ;Lc
0.0012400 7008 ATT 7108 ;Lc
0.0000 7009 INT 6909 -7010 ;Lc
0.0012400 7010 ATT 7110 ;Lc
0.0000 7011 INT 6911 -7012 ;Lc
0.0012400 7012 ATT 7112 ;Lc
0.4000000 7102 GAI 7001 ;Rc
0.4000000 7104 GAI 7003 ;Rc
0.4000000 7106 GAI 7005 ;Rc
0.4000000 7108 GAI 7007 ;Rc
0.4000000 7110 GAI 7009 ;Rc
0.4000000 7112 GAI 7011 ;Rc
0.5000000 7202 REL 7001 6413 6413 ;(error) s1
0.5000000 7204 REL 7003 6413 6413 ;(error) s4
0.5000000 7206 REL 7005 6413 6413 ;(error) s5
0.5000000 7208 REL 7007 6413 6413 ;(error) s6
0.5000000 7210 REL 7009 6413 6413 ;(error) s5
0.5000000 7212 REL 7011 6413 6413 ;(error) s4
7301 NAN 7202 7204
7302 NAN 7204 7206
7303 NAN 7206 7208
7304 NAN 7208 7210
7305 NAN 7210 7212
7306 NAN 7212 7202
0.0000 7307 REL 6808 6413 6413
0.0000 7308 REL 6809 6413 6413
0.0000 7309 REL 6810 6413 6413
0.0000 7310 REL 7206 6413 6413
0.0000 7311 REL 7208 6413 6413
0.0000 7312 REL 6810 6413 6413
7401 AND 7301 7302 7303
7407 SUM 7304 7305 7306
7307 7308 7309
0.0000 7310 7311 7312
0.0000 7608 CON 8907 7608 7608 ;cero
0.0000 7705 REL 8907 ;irq
0.0000 7706 REL 8306 7608 -8306 ;fcm
0.0000 7906 REL 8306 7706 7706 ;vrq
8000 REM
;Motor de CD
0.0000 8001 CON ;isd(0-)
0.0500000 8101 GAI 8001 ;Lsd
0.0000 8102 PLS ;vsd
200.0000
40.0000
8201 SUM 8101 8102
8206 MUL 8701 9104
0.0000 8207 CON ;irq(0-)
40.0000 8301 ATT 8201 ;Rsd

```

```

0.5500000 8306 GAI 8206 ;(Grsqd) fcm
0.0460000 8307 GAI 8207 ;Lrq
8401 SUM 8301 -8701 ;J
8701 7705 ;J
0.0000 8404 CON 8307 7906 ;wr(0-)
8407 SUM 8306 8307 7906 ;Rsd
40.0000 8501 GAI 8401 ;J
0.5500000 8503 GAI 8403 ;(Grsqd) Te
0.0930000 8504 GAI 8404 ;J
0.0000 8505 PLS ;Trol
200.0000
10.0000
1.0000 8507 ATT 8407 ;Rrq
0.0500000 8601 ATT 8501 ;Lsd
8604 SUM -8503 8505
8607 SUM 8507 -7705
0.0000 8701 INT 8601 ;isd
0.0080000 8704 ATT 8604 ;D
1.0000 8707 GAI 8607 ;Rrq
8804 SUM 8704 -9104
0.0460000 8807 ATT 8707 ;Lrq
0.0080000 8904 GAI 8804 ;D
0.0000 8907 INT 8807 ;irq
0.0930000 9004 ATT 8904 ;J
0.0000 9104 INT 9004 ;wr

```

Model File: 43*Spuet.sim

Date: 7 / 29 / 1991

Time: 14 : 50

Timing: 100.000E-06 , DELTA ; 30.0000 , RANGE

PlotBlocks and Scales:

Format:

BlockNo.	Plot-MINimum	Plot-MAXimum	Comment
Horz: 5001	, -0.3000000	, 3.0000	; t
Y1: 8701	, -0.2400000	, 5.5200	; isd
Y2: 6613	, -420.0000	, 300.0000	; irq
Y3: 9104	, -924.0000	, 84.0000	; wr
Y4: 6301	, -336.0000	, 816.0000	; vrq

MODEL:

```

4901 REM
;CONTROL DIENTE DE SIERRA: CHOPPER + MOTOR DE CD CON CARGA DE 10(N-m)
5000 REM
;Generacion de seccal diente de sierra a la frecuencia deseada del Chopper
120.0000 5001 TIM 5001 ; t
5101 GAI 5101 ; fch
13.5000 5301 GAI -5200 5101 ; A
13.5000 5302 CON 5302 ; A
7.0000 5401 SUM -5301 5302 ; ea
5404 CON ; Ec
0.0000 5501 SUM 5401 -5404 ; ea-Ec
0.0000 5502 CON ; cero logico
1.0000 5503 CON ; uno logico
5601 IFE 5501 5502 5503 ; ab
5703 INV 5601 ; not eb
1.0000 5801 ATT 5601 ; Rm1
1.0000 5803 ATT 5703 ; Rm2
16.000E-06 5806 CON ; Lc
23.000E-06 5807 CON ; Cc
6.2832 5808 CON ; 2pi
0.0000 5901 INT 5801 -5902 ; Rm1
1.0000 5902 ATT 6002 ; Rm2
0.0000 5903 INT 5803 -5904 ; Rm2
1.0000 5904 ATT 6004 ; Cm1
600.000E-06 5907 MUL 5806 5807 ; Cm2
265.000E-06 6002 ATT 5901 ; cero
0.0000 6005 CON ; cero
200.000E-06 6007 SRT 6005 5601 5601 ; (m1) ig1
250.000E-06 6101 REL 6005 5703 5703 ; (m2) ig2
5903
200.0000 6108 MUL 6007 5808 ; E
6109 CON
6200 REM
;Tiristores Principal y Secundario
0.0000 6201 SRS 6101 6103 ; vrq
6301 MUL 6201 6109 ; cero
0.0000 6413 CON 8907 6413 6413 ; irq
0.0000 6613 REL 8907
8000 REM
;Motor de CD
0.0000 8001 CON ; isd(0-)
0.0500000 8101 GAI 8001 ; Lsd
0.0000 8102 PLS ; vsd
200.0000
40.0000 8201 SUM 8101 8102

```

0.0000	8206 MUL	8701	9104	
40.0000	8207 CON			; irq(0-)
0.5500000	8301 ATT	8201		; Rsd
0.0460000	8306 GAI	8206		; (Grsqd) fcem
	8307 GAI	8207		; Lrq
	8401 SUM	8301	-8701	
	8403 MUL	8701	6613	
0.0000	8404 CON			; wr(0-)
	8407 SUM	8306	8307	6301
40.0000	8501 GAI	8401		; Rsd
0.5500000	8503 GAI	8403		; (Grsqd) Te
0.0930000	8504 GAI	8404		; J
0.0000	8505 PLS			; TroL
200.0000				
10.0000				
1.0000	8507 ATT	8407		; Rrq
0.0500000	8601 ATT	8501		; Lsd
	8604 SUM	-8503	8504	8505
	8607 SUM	8507	-6613	
0.0000	8701 INT	8601		; isd
0.0080000	8706 ATT	8604		; D
1.0000	8707 GAI	8607		; Rrq
	8804 SUM	8704	-9104	
0.0460000	8807 ATT	8707		; Lrq
0.0080000	8904 GAI	8804		; D
0.0000	8907 INT	8807		; irq
0.0930000	9004 ATT	8904		; J
0.0000	9104 INT	9004		; wr

Model File: 55conana.sim

Date: 7 / 29 / 1991

Time: 14 : 51

Timing: 0.0010000 ,DELTA ; 20.0000 ,RANGE

PlotBlocks and Scales:

Block	Min	Max	Comment
Horz: 5001	-1.0000	11.0000	t
Y1:			
Y2: 7705	-12.0000	132.0000	irq
Y3: 9104	-66.0000	6.0000	wr
Y4:			

MODEL:

;Elementos de Control

1.0000 1001 CON ;Eref

4.0000 1003 PLS ;Delta(Eref)

100.0000

0.7000000

4.1971 1102 SUM 1001 1003

0.1414000 1202 SUM 1102 4016

0.0000 1302 PID 1202 ;Ew,ts,0,0,0

0.0000

0.0000

0.0000

0.0000

-2.5000 1402 LIM 1302 ;(-Ei,"Ei) Ei

2.5000

8.8059 1502 SUM 1402 -4015 ;ei

-7.5000 1602 GAI 1502 ;ki

7.5000 1702 LIM 1602 ;(-Ec,"Ec) Ec

0.1000000 4015 GAI 7705 ;(kr) lazo de corriente

0.0570000 4016 GAI 9104 ;(kt) lazo de velocidad

5000 REM 4901 REM

;CONTROL COSENOIDAL TRIFASICO: CONVERTIDOR COMPLETO CON INDUCTANCIA DE

COMUTACION Y MOTOR DE CD CON CARGA DE 10[W-m] *** Control PI **

;Generacion de la señal de ca trifasica

5000 REM

2.0944 5001 TIM ;t

-2.0944 5005 CON ;+120 grados

60.0000 5101 GAI 5001 ;-120 grados

5105 SIN 5005 ;t

5106 COS 5005

5109 SIN 5009

5110 COS 5009

5201 SIN 5101

5202 COS 5101 ;raiz de 2

5301 GAI 5201

5304 MUL 5201 5106

5306 MUL 5202 5105

5308 MUL 5201 5110

5310 MUL 5202 5109

127.3000 5401 GAI 5301 ;(Vrms) Vmsen(wt)

5405 SUM 5304 -5306

5409 SUM 5308 -5310

1.4142 5501 GAI ;raiz de 2

1.4142 5509 GAI ;raiz de 2

127.3000 5605 GAI ;(Vrms) Vmsen(wt-120)

127.3000 5609 GAI ;(Vrms) Vmsen(wt+120)

5700 REM

;Control Cosenoidal de Angulo de Disparo

12.0000	5701 ATT	5401			;a
12.0000	5705 ATT	5605			;a
12.0000	5709 ATT	5609			;a
0.2500000	5801 INT	-5701			;ci=+0.25
-0.1250000	5805 INT	-5705			;ci=-0.125
-0.1250000	5809 INT	-5709			;ci=-0.125
60.0000	5901 GAI	5801			;(fe) fecos(wt)
60.0000	5905 GAI	5805			;(fe) fecos(wt-120)
60.0000	5909 GAI	5809			;(fe) fecos(wt+120)
0.0000	6001 SUM	5901	-1702		
0.0000	6002 SUM	-5901	-1702		
0.0000	6005 SUM	5905	-1702		
0.0000	6006 SUM	-5905	-1702		
0.0000	6009 SUM	5909	-1702		
0.0000	6010 SUM	-5909	-1702		
0.0000	6012 CON				;cero logico
1.0000	6013 CON				;uno logico
	6101 IFE	6001	6012	6013	
	6103 IFE	6002	6012	6013	
	6105 IFE	6005	6012	6013	
	6107 IFE	6006	6012	6013	
	6109 IFE	6009	6012	6013	
	6111 IFE	6010	6012	6013	
1.0000	6201 ATT	6101			;Rm
1.0000	6203 ATT	6103			;Rm
1.0000	6205 ATT	6105			;Rm
1.0000	6207 ATT	6107			;Rm
1.0000	6209 ATT	6109			;Rm
1.0000	6211 ATT	6111			;Rm
0.0000	6301 INT	6201	-6302		
1.0000	6302 ATT	6402			;Rm
0.0000	6303 INT	6203	-6304		
1.0000	6304 ATT	6404			;Rm
0.0000	6305 INT	6205	-6306		
1.0000	6306 ATT	6406			;Rm
0.0000	6307 INT	6207	-6308		
1.0000	6308 ATT	6408			;Rm
0.0000	6309 INT	6209	-6310		
1.0000	6310 ATT	6410			;Rm
0.0000	6311 INT	6211	-6312		
1.0000	6312 ATT	6412			;Rm
0.0090000	6402 ATT	6301			;Cm
0.0090000	6404 ATT	6303			;Cm
0.0090000	6406 ATT	6305			;Cm
0.0090000	6408 ATT	6307			;Cm
0.0090000	6410 ATT	6309			;Cm
0.0090000	6412 ATT	6311			;Cm
0.0000	6413 CON				;cero
0.0010000	6501 REL	6413	6101	6101	;monostable A1
0.0010000	6503 REL	6413	6103	6103	;monostable A2
0.0010000	6505 REL	6413	6105	6105	;monostable B1
0.0010000	6507 REL	6413	6107	6107	;monostable B2
0.0010000	6509 REL	6413	6109	6109	;monostable C1
0.0010000	6511 REL	6413	6111	6111	;monostable C2
0.0000	6602 SRS	6501			;s1
0.0000	6606 SRS	6505			;s3
0.0000	6610 SRS	6509			;s5
	6702 INV	6602			;s4
	6706 INV	6606			;s6
	6710 INV	6610			;s2

```

6800 REM
;Puente Convertidor Completo e Inductancias de Comutacion
6801 AND 6610 6602 ;s1s5
6802 AND 6710 6706 ;s2s6
6803 AND 6606 6602 ;s1s3
6804 AND 6710 6702 ;s2s4
6805 AND 6610 6606 ;s3s5
6806 AND 6706 6702 ;s4s6
6808 SUM 5401 -5605 ;Vab
6809 SUM 5401 -5609 ;Vac
6810 SUM 5605 -5609 ;Vbc
0.0012400 6901 ATT 6801 ;Lc
0.0012400 6903 ATT 6802 ;Lc
0.0012400 6905 ATT 6803 ;Lc
0.0012400 6907 ATT 6804 ;Lc
0.0012400 6909 ATT 6805 ;Lc
0.0012400 6911 ATT 6806 ;Lc
0.0000 7001 INT 6901 -7002 ;Lc
0.0012400 7002 ATT 7102 ;Lc
0.0000 7003 INT 6903 -7004 ;Lc
0.0012400 7004 ATT 7104 ;Lc
0.0000 7005 INT 6905 -7006 ;Lc
0.0012400 7006 ATT 7106 ;Lc
0.0000 7007 INT 6907 -7008 ;Lc
0.0012400 7008 ATT 7108 ;Lc
0.0000 7009 INT 6909 -7010 ;Lc
0.0012400 7010 ATT 7110 ;Lc
0.0000 7011 INT 6911 -7012 ;Lc
0.0012400 7012 ATT 7112 ;Rc
0.4000000 7102 GAI 7001 ;Rc
0.4000000 7104 GAI 7003 ;Rc
0.4000000 7106 GAI 7005 ;Rc
0.4000000 7108 GAI 7007 ;Rc
0.4000000 7110 GAI 7009 ;Rc
0.4000000 7112 GAI 7011 ;Rc
0.5000000 7202 REL 7001 6413 6413 ;(error) s1
0.5000000 7204 REL 7003 6413 6413 ;(error) s4
0.5000000 7206 REL 7005 6413 6413 ;(error) s3
0.5000000 7208 REL 7007 6413 6413 ;(error) s6
0.5000000 7210 REL 7009 6413 6413 ;(error) s5
0.5000000 7212 REL 7011 6413 6413 ;(error) s2
7301 NAN 7202 7204
7302 NAN 7204 7206
7303 NAN 7206 7208
7304 NAN 7208 7210
7305 NAN 7210 7212
7306 NAN 7212 7202
0.0000 7307 REL 6808 6413 6413
0.0000 7308 REL 6809 6413 6413
0.0000 7309 REL 7204 6413 6413
0.0000 7310 REL 7206 6413 6413
0.0000 7311 REL -6808 6413 6413
0.0000 7312 REL -6809 6413 6413
0.0000 7401 AND 7301 7302 7303

```

```

7407 SUM 7304 7305 7306
7307 7308 7309
7310 7311 7312
0.0000 7608 CON ;s1s5 ;cero
0.0000 7705 REL 8907 7608 7608 ;irq
8907 ;irq
0.0000 7706 REL 8306 7608 -8306 ;fcem
8306 ;fcem
0.0000 7906 REL 7407 7706 7706 ;vrq
7401 ;vrq
8000 REM
;Motor de CD
0.0000 8001 CON 8001 ;lsd(0-)
0.0500000 8101 GAI 8001 ;Lsd
0.0000 8102 PLS ;vsd
200.0000 ;vsd
40.0000
8201 SUM 8101 8102
8206 MUL 8701 9104
0.0000 8207 CON ;lrq(0-)
40.0000 8301 ATT ;Rsd
0.5500000 8306 GAI 8201 ;(Grsqd) fcem
0.0460000 8307 GAI 8207 ;Lrq
8401 SUM -8701
8403 MUL 8701 7705 ;wr(0-)
0.0000 8404 CON ;Rsd
8407 SUM 8306 8307 7906 ;(Grsqd) Te
40.0000 8501 GAI 8401 ;J
0.5500000 8503 GAI 8403 ;TroL
0.0930000 8504 GAI 8404 ;TroL
0.0000 8505 PLS ;Rrq
200.0000 ;Lsd
10.0000 8507 ATT 8407 ;Rrq
1.0000 8601 ATT 8501 ;Lsd
0.0500000 8604 SUM -8503 8505
8607 SUM 8507 -7705
0.0000 8701 INT 8501 ;lsd
0.0080000 8704 ATT 8604 ;D
1.0000 8707 GAI 8607 ;Rrq
8804 SUM 8704 -9104 ;Lrq
0.0460000 8807 ATT 8707 ;D
0.0080000 8904 GAI 8804 ;D
0.0000 8907 INT 8807 ;irq
0.0930000 9004 ATT 8904 ;J
0.0000 9104 INT 9004 ;wr

```

Índice

A

α	Ver: ángulo de disparo	
Aceleración		
de la carga en el sistema del elevador		17
Amplificadores		
magnéticos		11
operacionales		67
ángulo		
de conducción		58
de disparo		57, 59, 63
de extinción		58
de fase		58
de traslape		70, 80
Arranque		99

B

β	Ver: ángulo de extinción	
Baterías		13
Bobina		
Ver: Devanado		
Bode		10
Bulbos		
desarrollo de los		11
pentodo		11
tetrodo		11
thyatron		11
triode		11

C

Calor		61
Carga		
consideraciones de la		17
importancia de la		17
Conmutador		30
escobillas		35
funcionamiento		38
Control		
analógico		87
aplicaciones actuales		13
clásico		10
convertidor completo trifásico		90
cosenoidal		64

cosenoidal trifásico		77, 90
de armadura		44
de campo		44
de corriente		91
de fase		65
de inducido		44, 87
de inductor		44
de tiristores, desventajas		12
de tiristores, ventajas		12
de velocidad		9, 13, 45
de velocidad de lazo cerrado		90
digital directo (CDD)		15
evolución del		10
experto		16
numérico		14
PID, TutSim		118
proporcional de corriente		92
proporcional de velocidad		90
proporcional del par de carga		96
proporcional-integral de corriente		95
proporcional-integral del par de carga		99
repercusiones económicas del		10
retroalimentación		10
supervisorio		15
Ward-Leonard		44

Convertidores

Ver: Puentes de Tiristores

Corriente

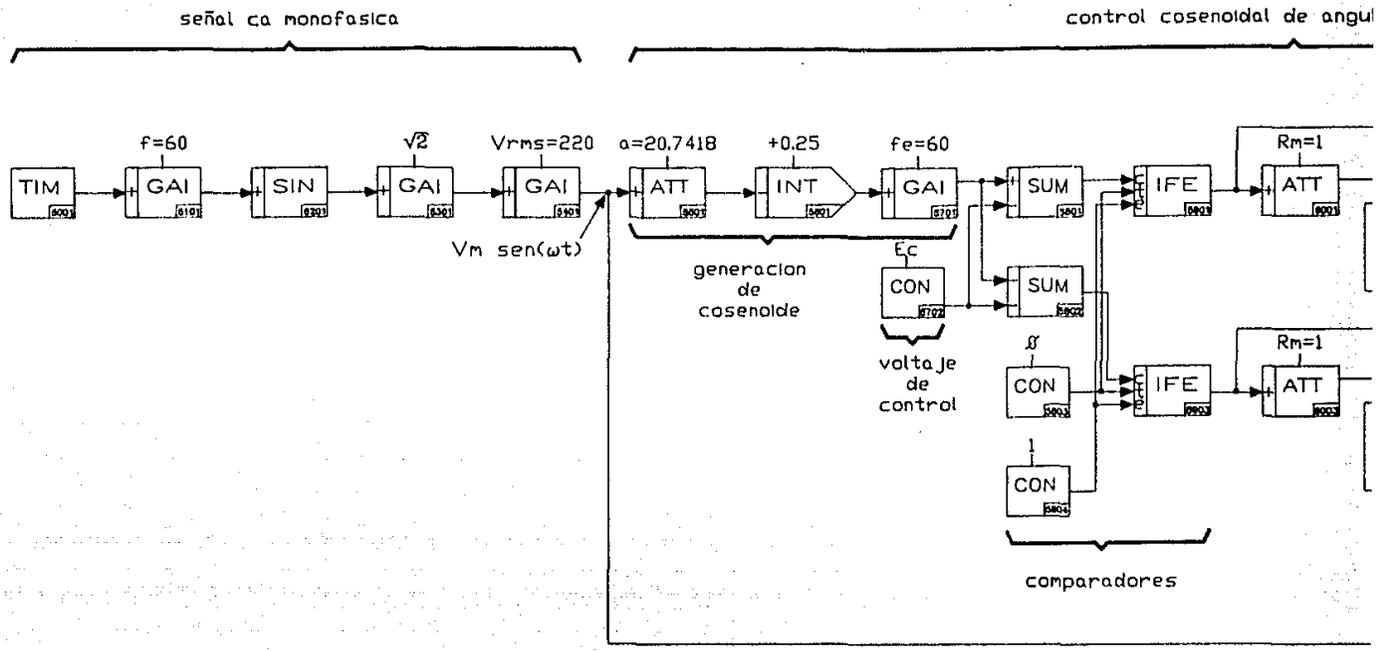
armónica		61
de armadura		10
de cortocircuito		70, 79
de rizo		12, 81
eléctrica		8
error de		101
limitación de		99
límite		91
pico		61
promedio		61
rms		61, 64
sentido de la		38

D

Deslizamiento		23
Devanado		
colineal		31
concentrado y fijo		30
concentrado y móvil		30
de cuadratura del estator		33

123	de cd, determinación de parámetros
43	de cd, en estado permanente
46	de cd, en estado transitorio
87	de cd, función de transferencia
123	de cd, modelos lineales
61	de cd, parámetros, en un puente de Hysteresis
51	de cd, respuesta en frecuencia
49	de cd, simulación
8	Diesel
8	desarrollo de
13	lineal
19	lineal de cd
105	lineal de inducción
107	lineal, simulación
21	sistema M-G
44	Ver: Puentes de Hysteresis
44	Regeneración de potencia
8, 14, 82, 84, 76, 82, 10, 13, 62, 64,	Relevadores
8	de aceleración
8	economizadores
8	inversores
8	de protección
8, 14, 45	Redúctores
51	Respuesta en frecuencia de un motor de cd
10	Segunda Guerra Mundial
10	Semiconductores
11, 14, 57	de control de potencia
11	diodos
11	GTO
15	SCR
83	SCR
12, 67, 82, 83	SCR, símbolo
12	TBJ
15	Ver: Puentes de Hysteresis
31	Sentidos de referencia
61	Serie de Fourier
111	"programa" de TutSim
112	de un chopper
84	de un control PI en un sistema de motor de cd
100	de un cony. trifásico con ind. de cony.
79	de un cony. compl. con inductancia de cony.
70	de un cony. compl. con inductancia de cony.
69	de un convertidor completo monofásico
49	de un motor de cd
21	de un motor lineal
67	de un semiconvertidor monofásico
77	de un semiconvertidor trifásico
24	del sistema de elevador con un motor de ca
111	graficación con TutSim
113	impresión
111	paquete utilizado en las
113	teclas de función dentro de TutSim
9	de ca
9	de velocidad constante
15	experto
82	Sistema M-G
9, 13, 44, 82	desventajas
10	ventajas
10	Sobrecarga

123	de cd, determinación de parámetros
43	de cd, en estado permanente
46	de cd, en estado transitorio
87	de cd, función de transferencia
123	de cd, modelos lineales
61	de cd, parámetros, en un puente de Hysteresis
51	de cd, respuesta en frecuencia
49	de cd, simulación
8	Diesel
8	desarrollo de
13	lineal
19	lineal de cd
105	lineal de inducción
107	lineal, simulación
21	sistema M-G
44	Regeneración de potencia
8, 14, 82, 84, 76, 82, 10, 13, 62, 64,	Relevadores
8	de aceleración
8	economizadores
8	inversores
8	de protección
8, 14, 45	Redúctores
51	Respuesta en frecuencia de un motor de cd
10	Segunda Guerra Mundial
10	Semiconductores
11, 14, 57	de control de potencia
11	diodos
11	GTO
15	SCR
83	SCR
12, 67, 82, 83	SCR, símbolo
12	TBJ
15	Ver: Puentes de Hysteresis
31	Sentidos de referencia
61	Serie de Fourier
111	"programa" de TutSim
112	de un chopper
84	de un control PI en un sistema de motor de cd
100	de un cony. trifásico con ind. de cony.
79	de un cony. compl. con inductancia de cony.
70	de un cony. compl. con inductancia de cony.
69	de un convertidor completo monofásico
49	de un motor de cd
21	de un motor lineal
67	de un semiconvertidor monofásico
77	de un semiconvertidor trifásico
24	del sistema de elevador con un motor de ca
111	graficación con TutSim
113	impresión
111	paquete utilizado en las
113	teclas de función dentro de TutSim
9	de ca
9	de velocidad constante
15	experto
82	Sistema M-G
9, 13, 44, 82	desventajas
10	ventajas
10	Sobrecarga

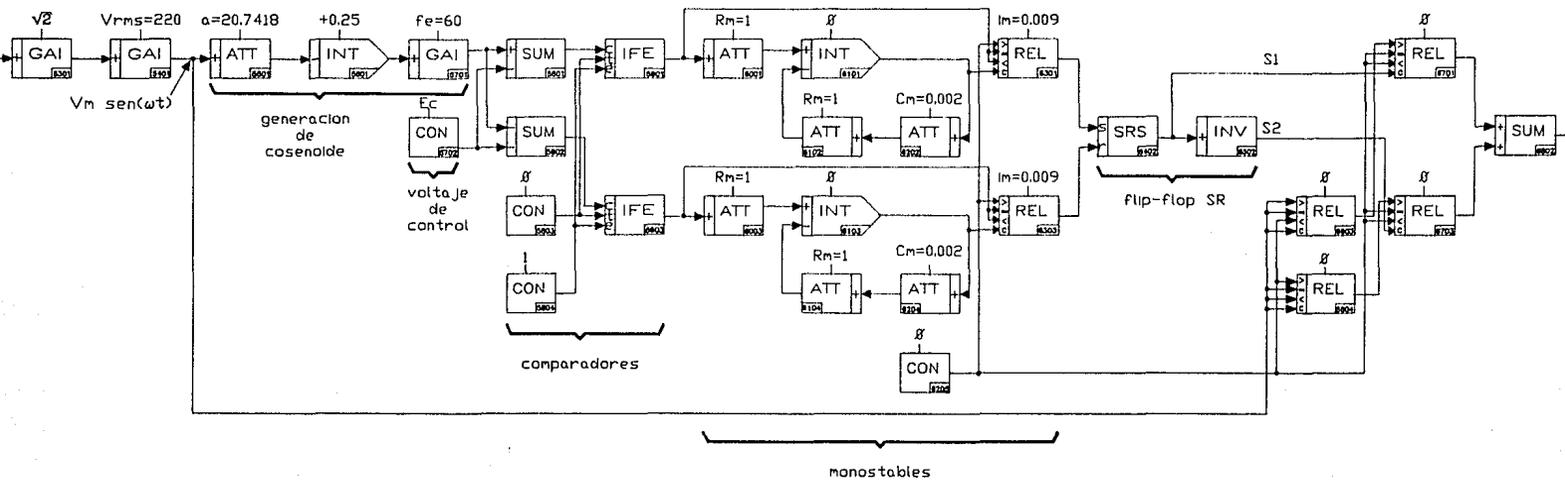


Control cosenoidal con
para una señal de ent

asica

control cosenoidal de angulo de disparo

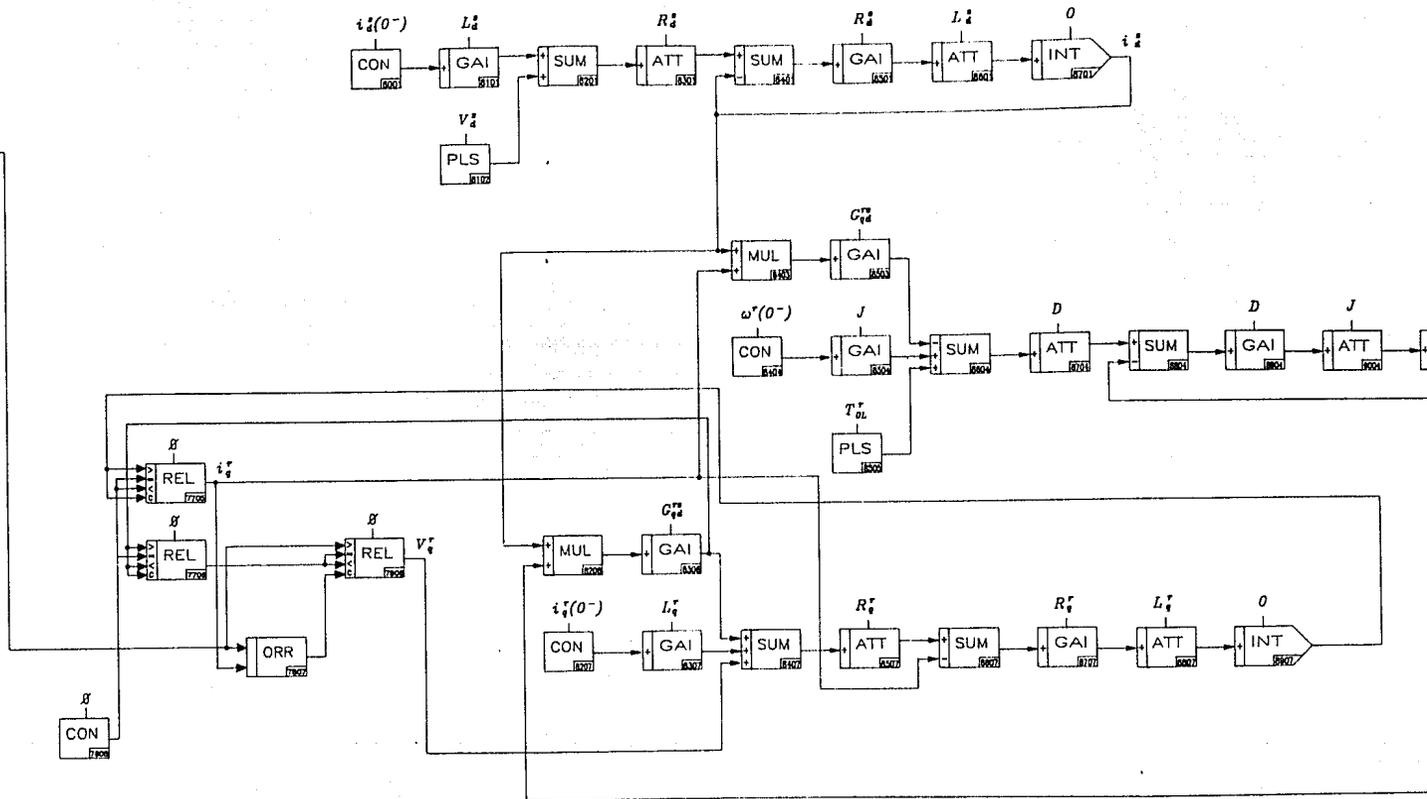
punte semiconvertidor



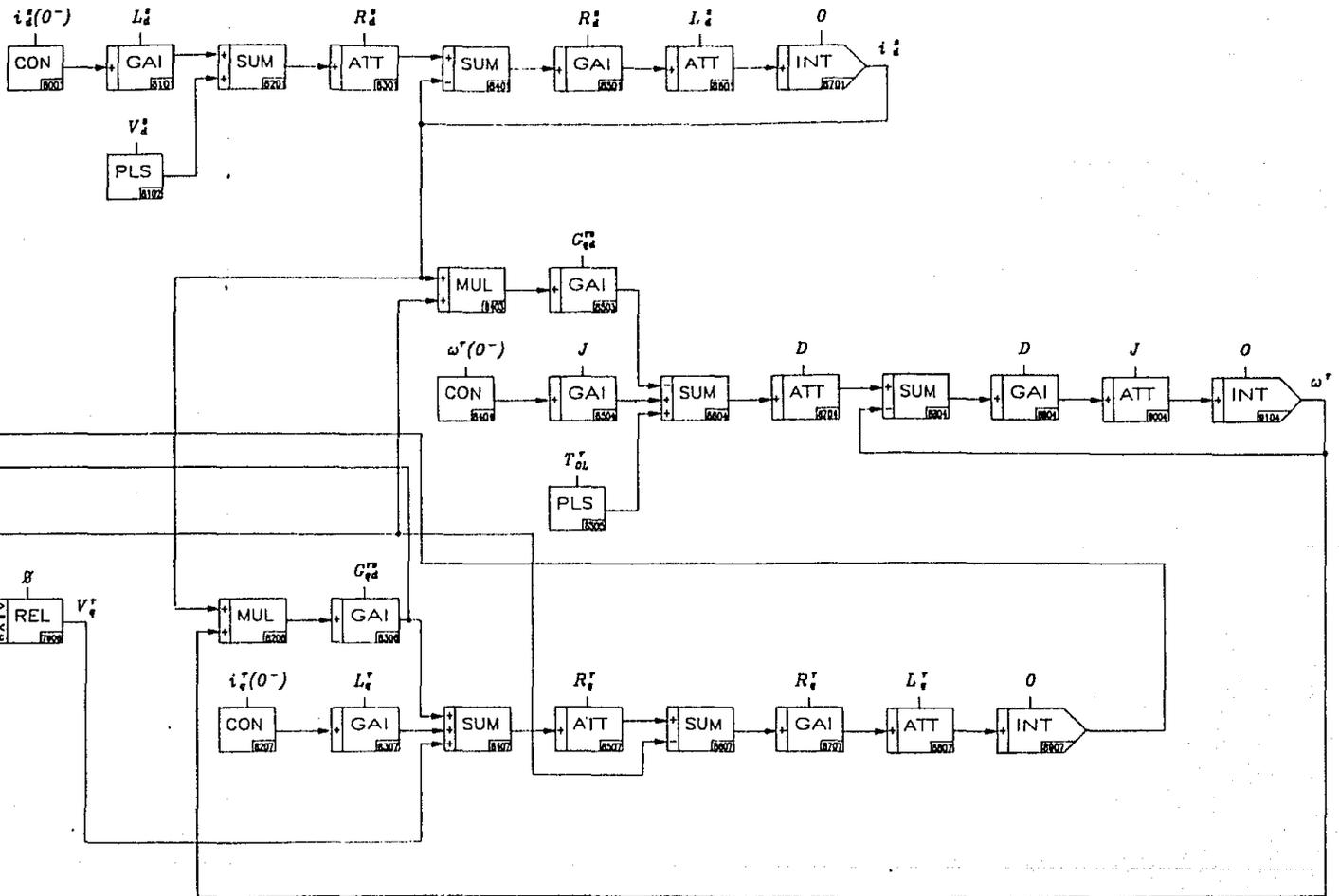
Control cosenoidal con semiconvertidor para una señal de entrada monofasica.

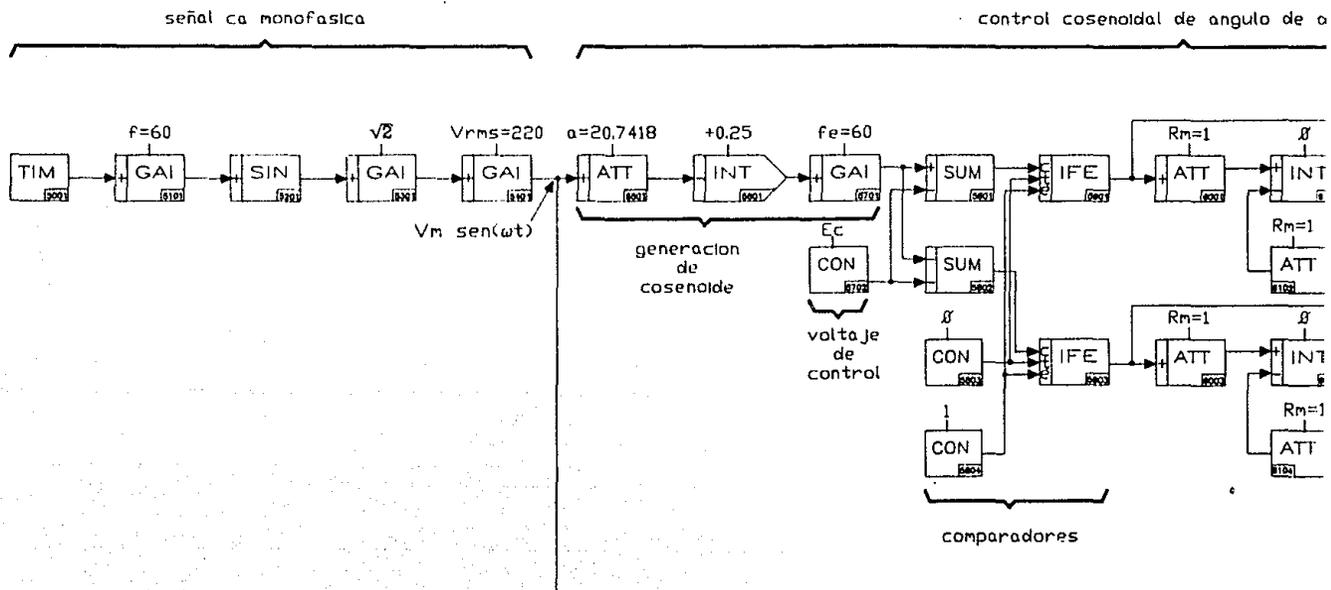
convertidor

motor de cd



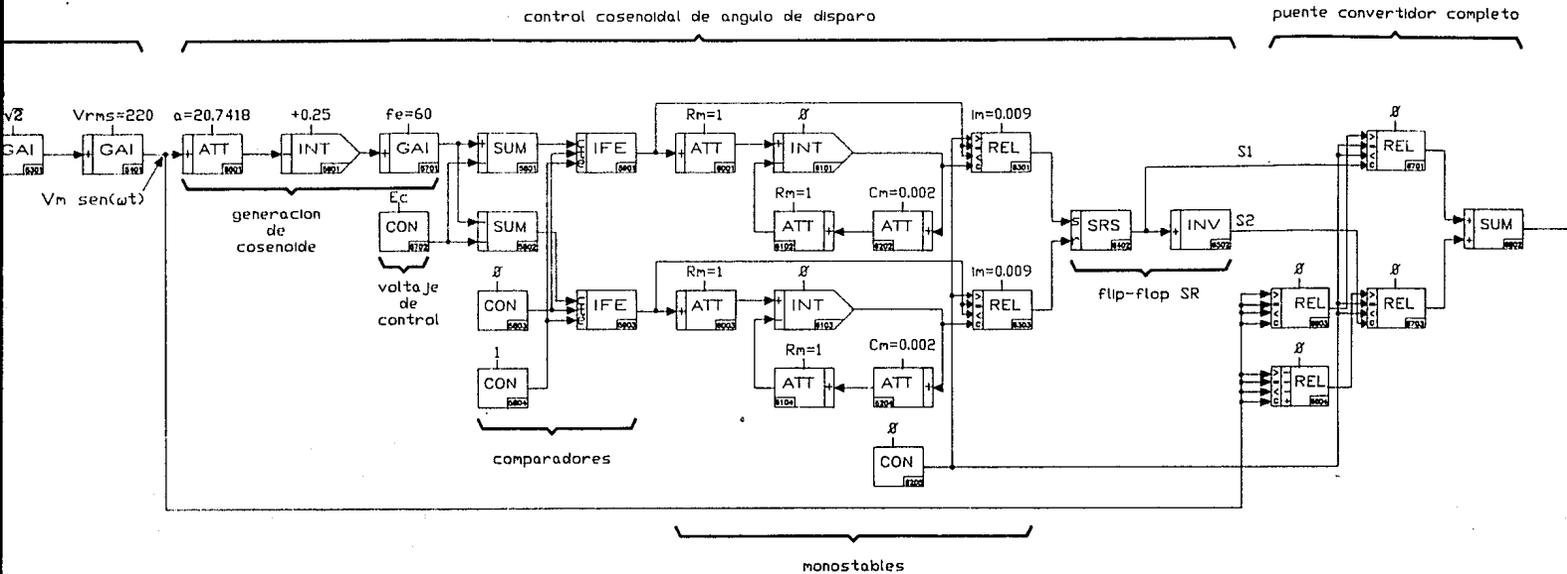
motor de cd





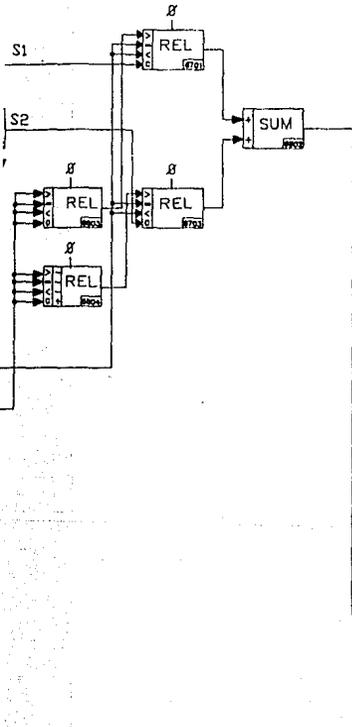
Control cosenoidal de α
para una señal de

Lacambra Macedo Rafael
Rebollo von Düben Demian
1991

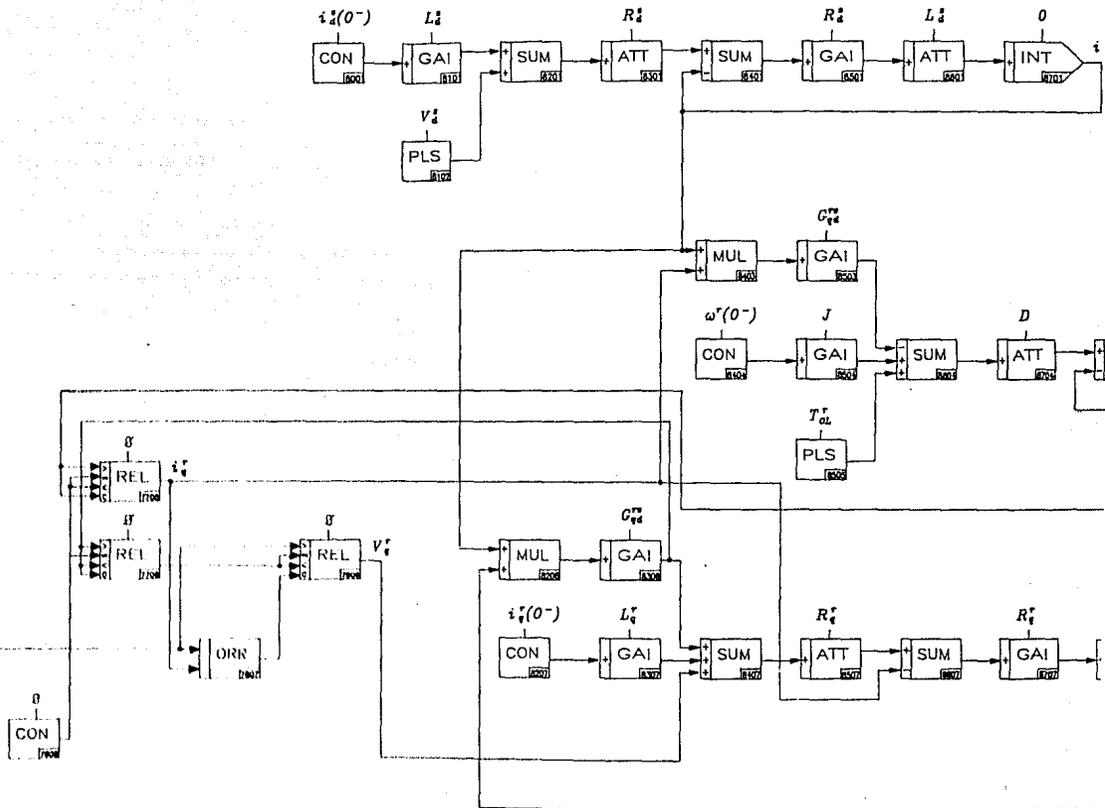


Control cosenooidal con convertidor completo para una señal de entrada monofasica.

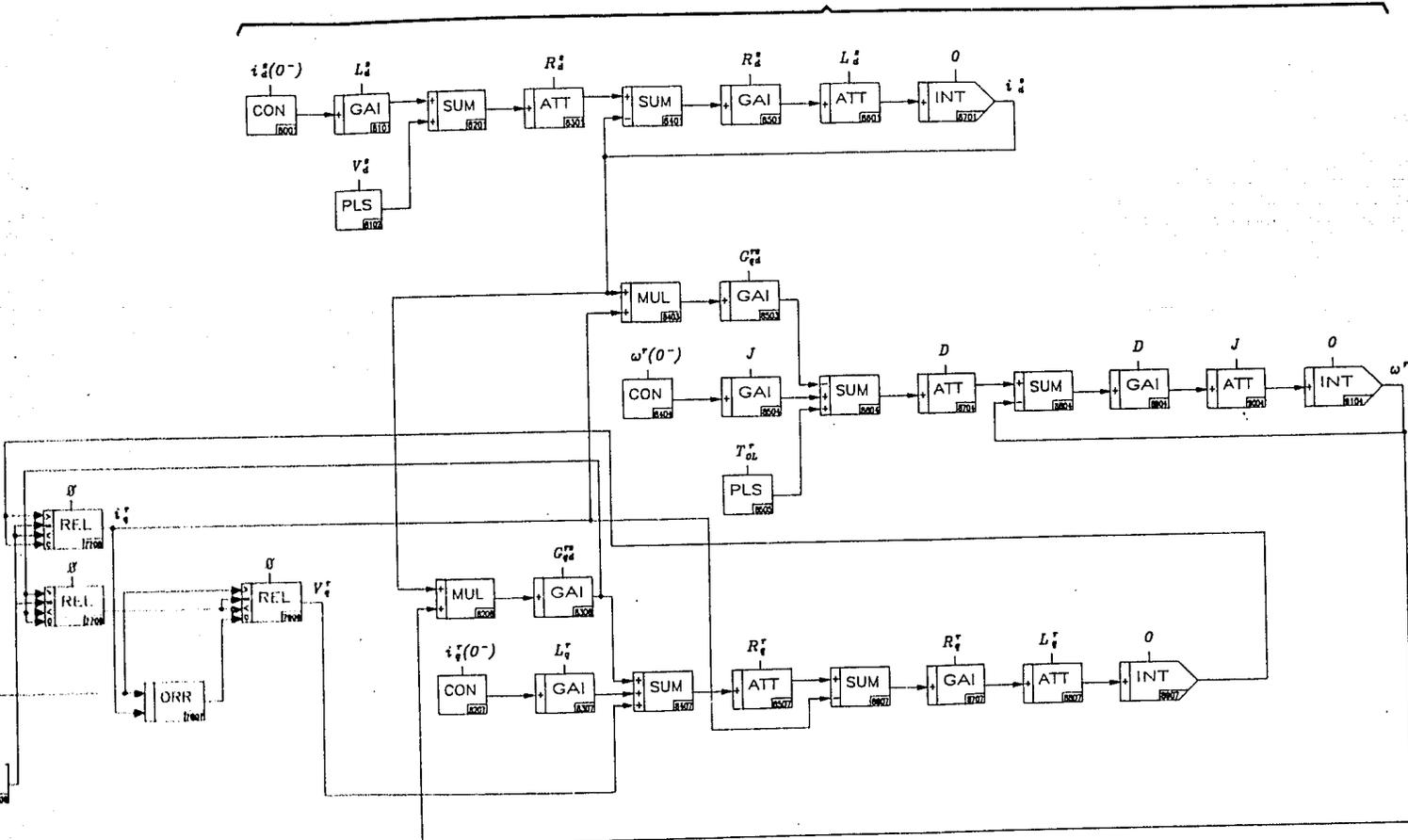
puente convertidor completo



motor de cd

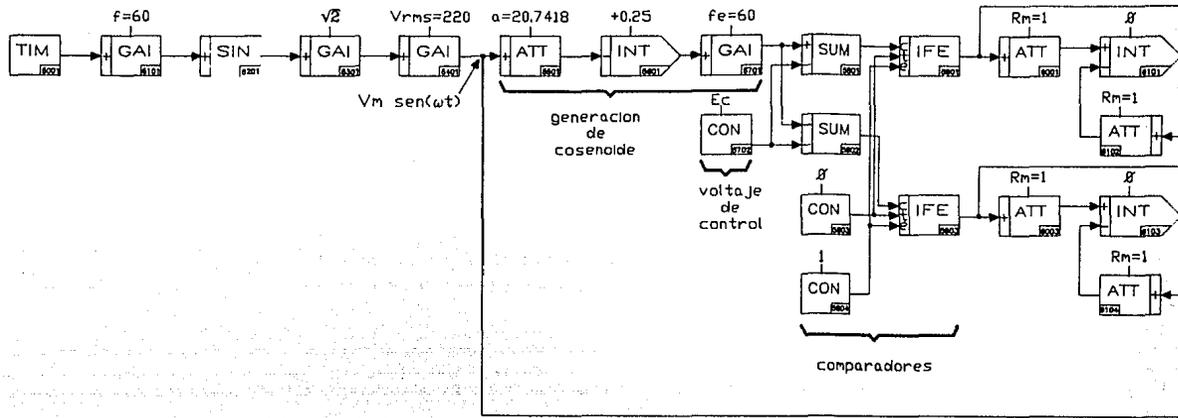


motor de cd



señal ca monofasica

control cosenoidal de angulo de disp



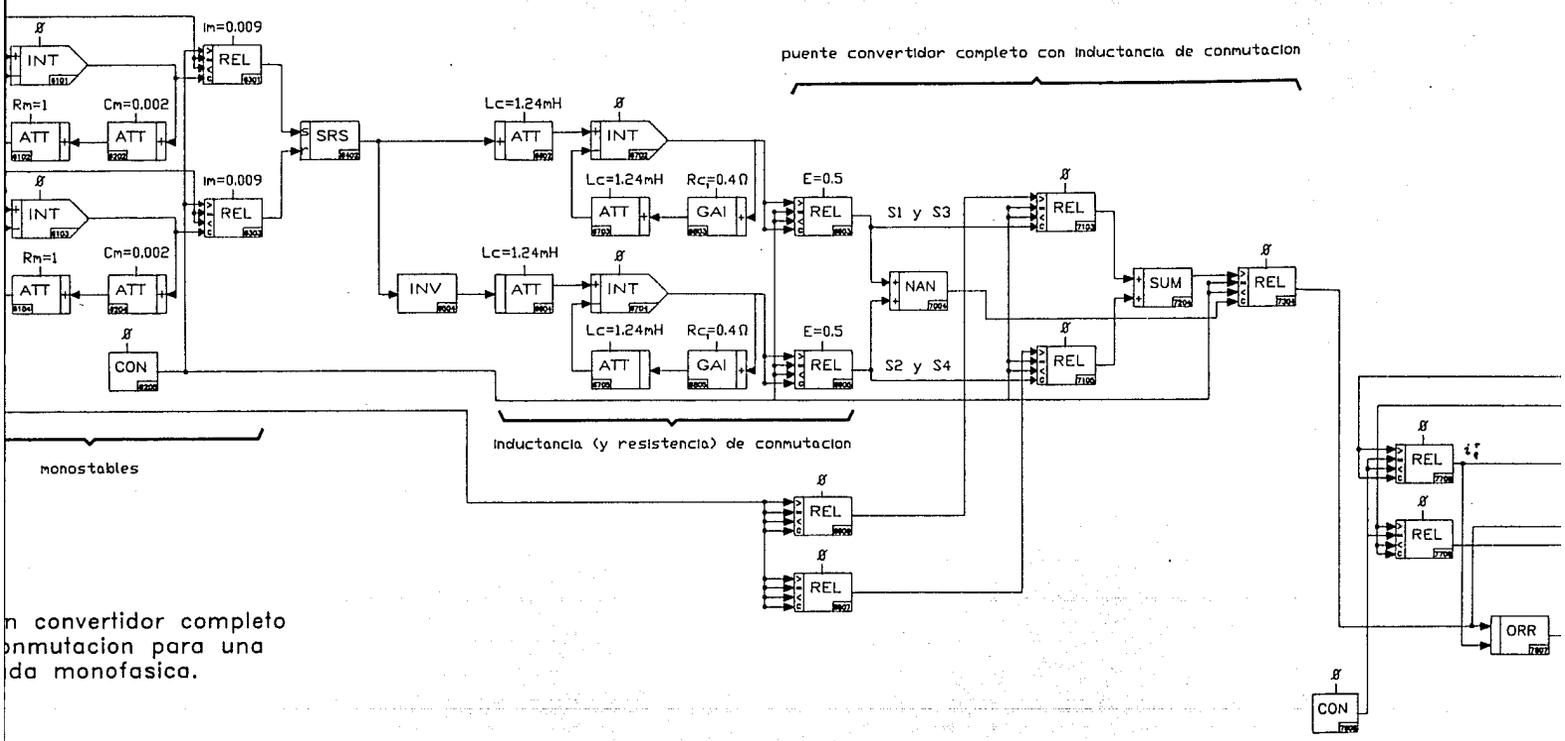
monost

Control cosenoidal con conve
e inductancia de conmutad
señal de entrada mor

señal ca trifasica

control coser

de disparo

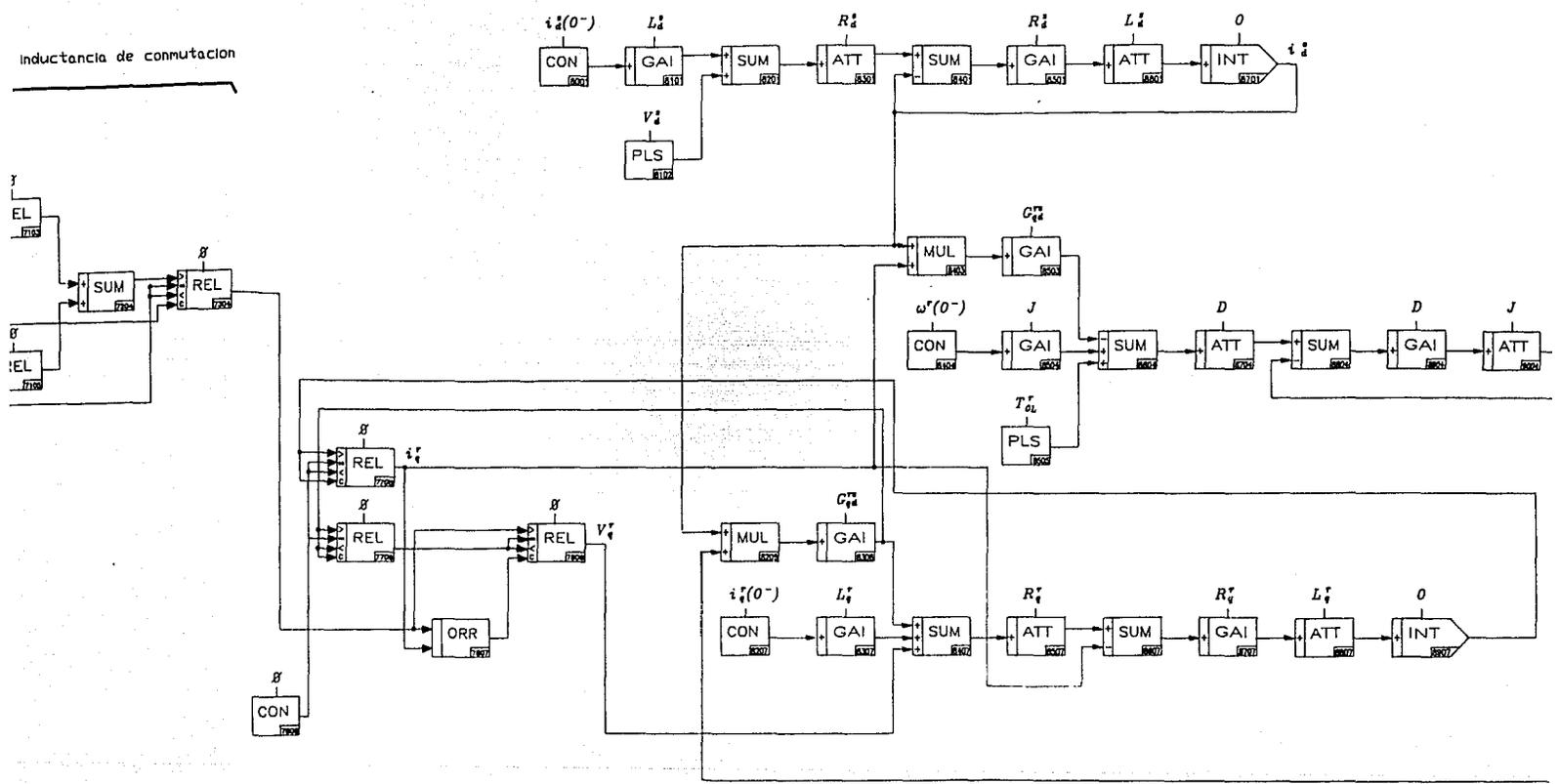


convertidor completo
de conmutacion para una
carga monofasica.

control cosenoidal de angulo de disparo

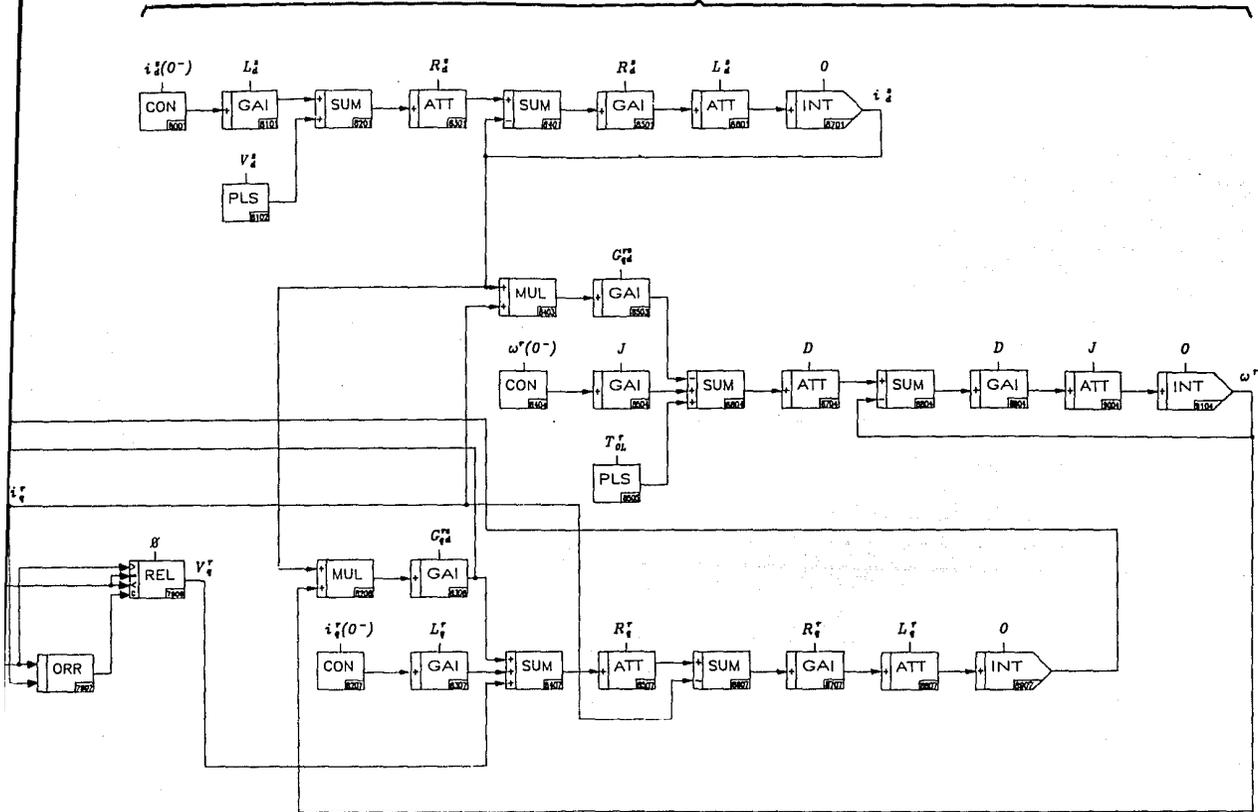
motor de cd

Inductancia de conmutacion



motor de cd

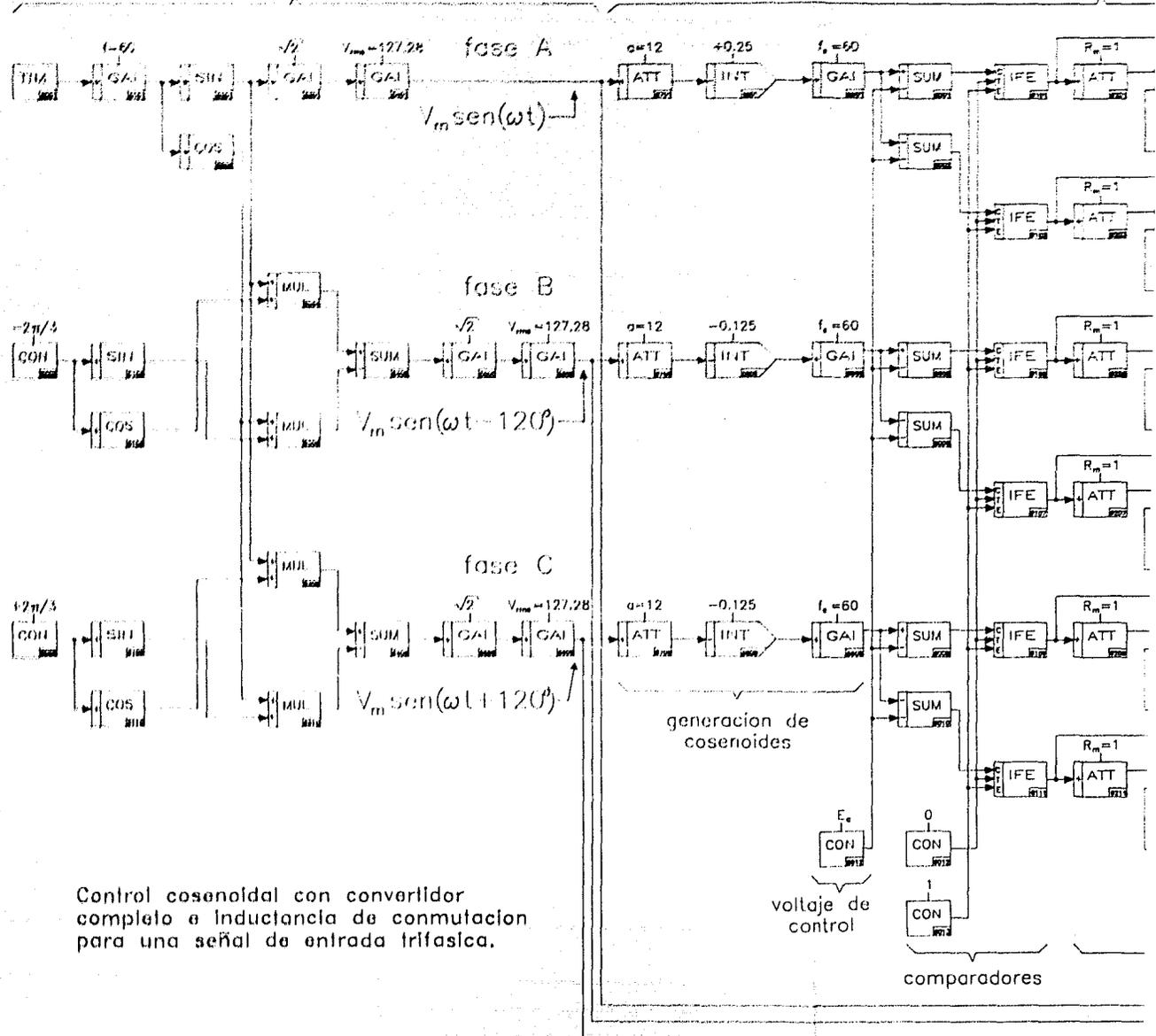
motor de cd



motor de cd

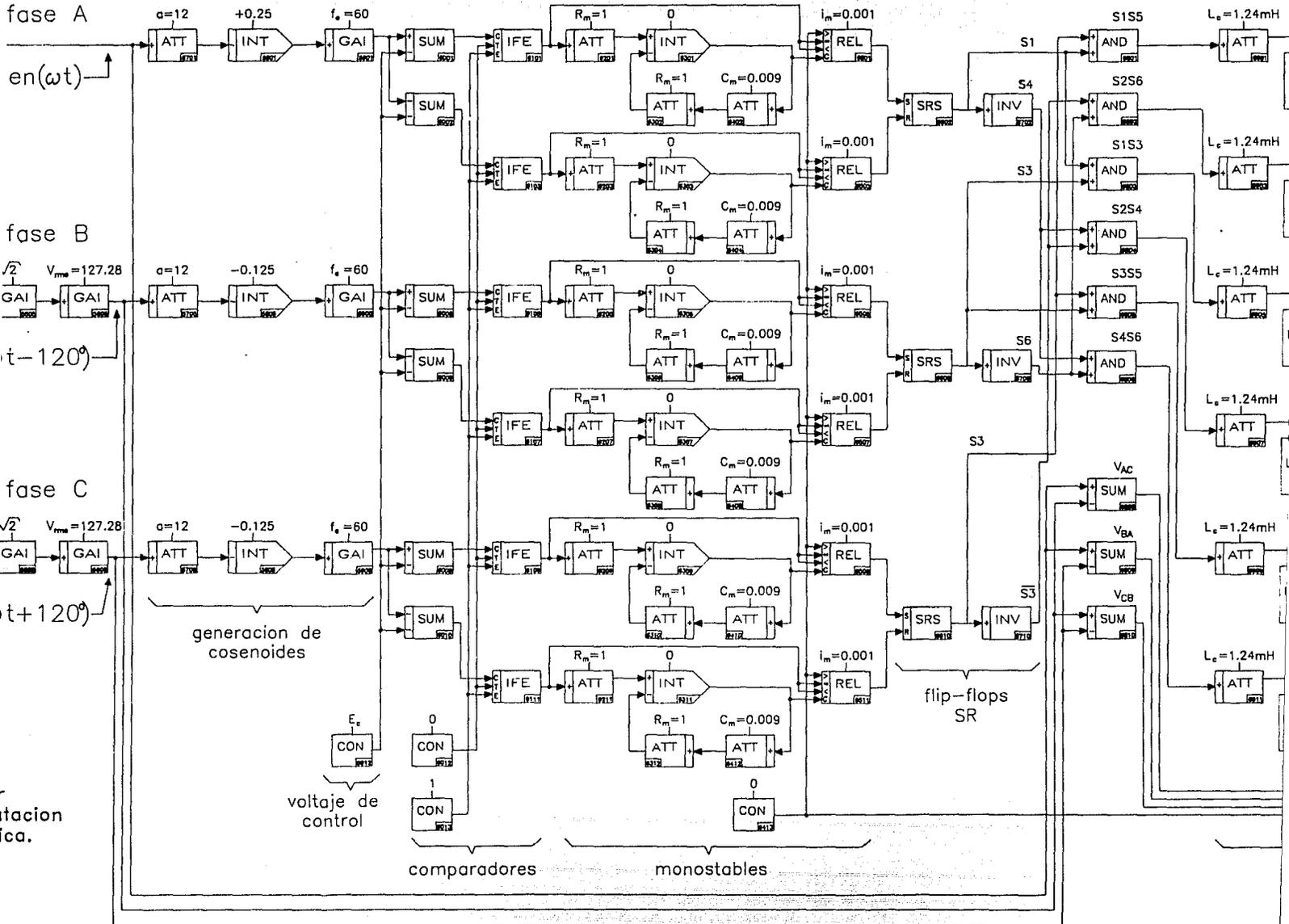
señal ca trifásica

control cosenoidal de ang

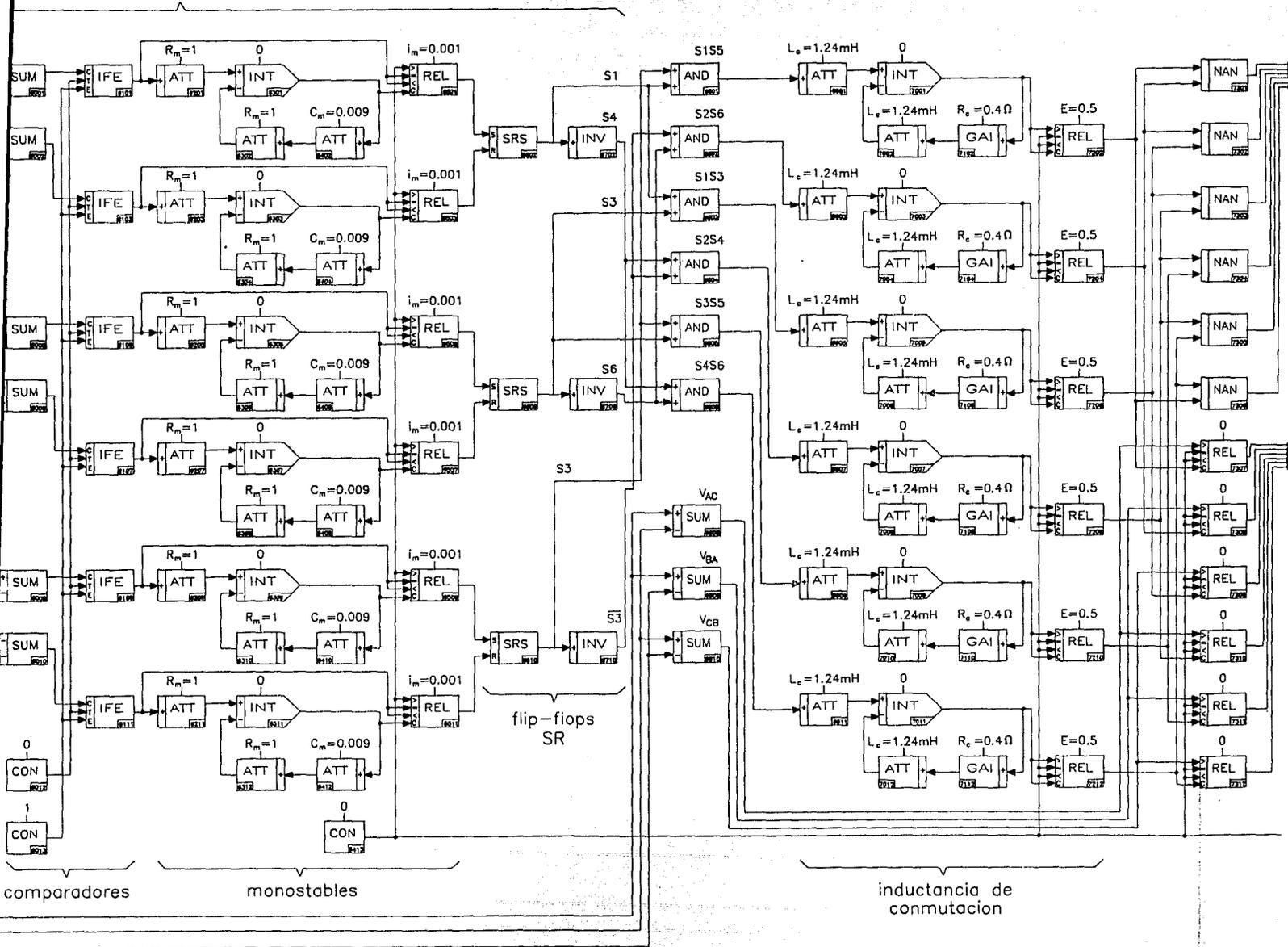


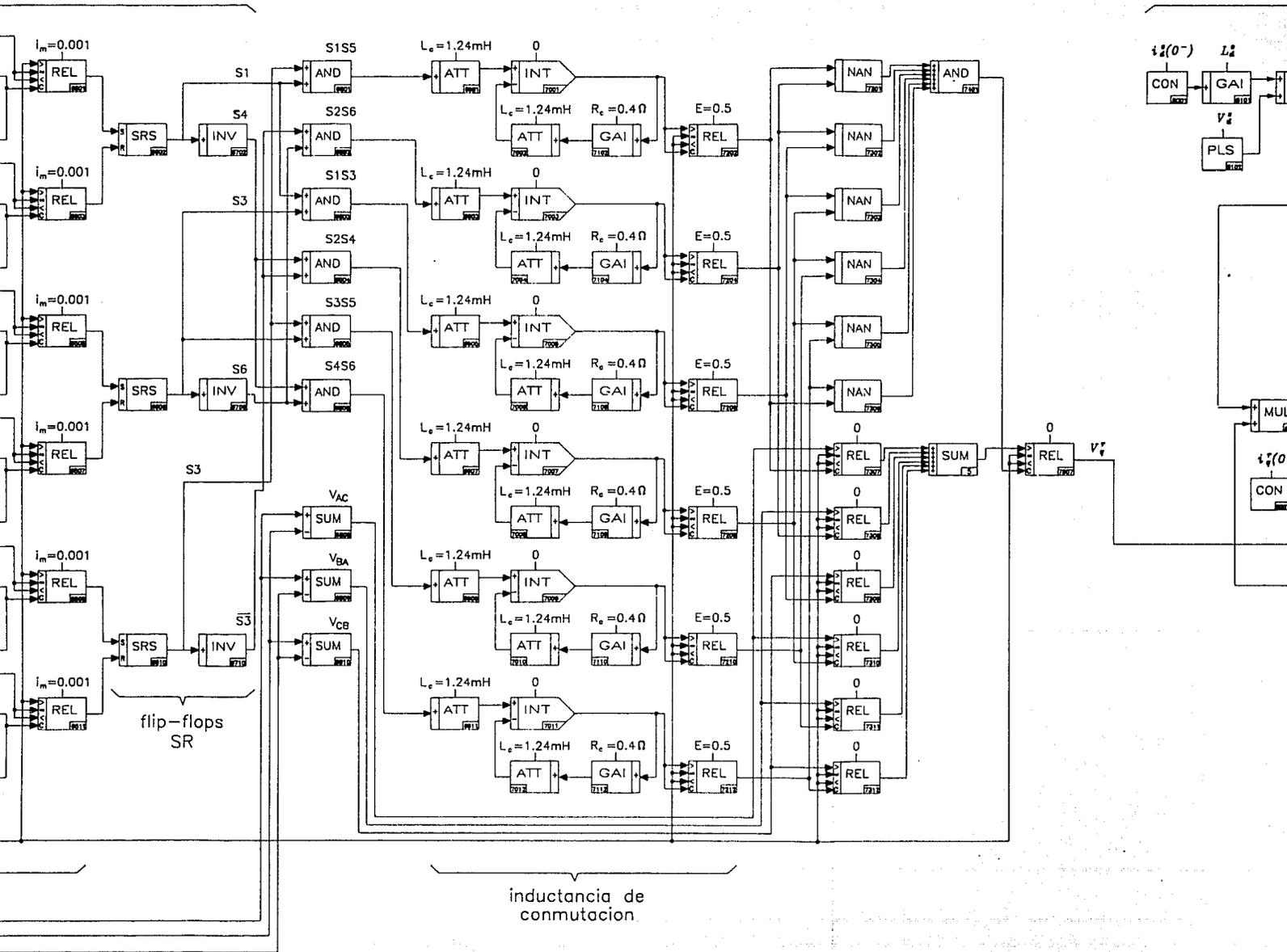
Control cosenoidal con convertidor completo e inductancia de conmutacion para una señal de entrada trifásica.

control cosenoidal de angulo de disparo

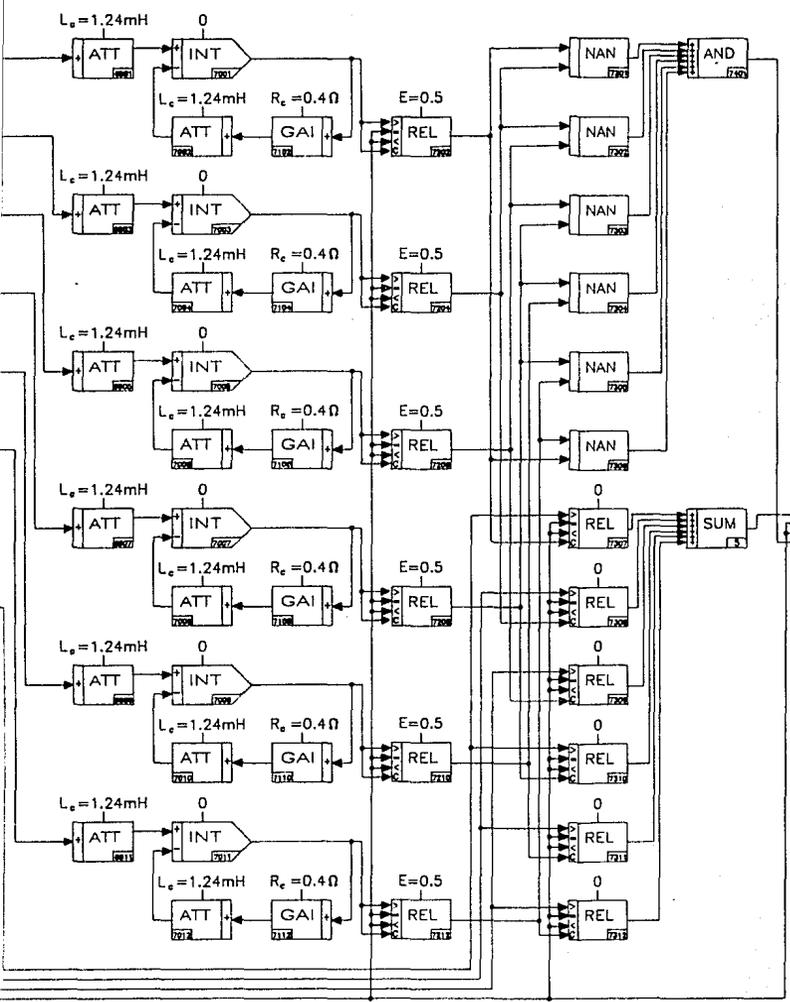


control cosenoidal de angulo de disparo

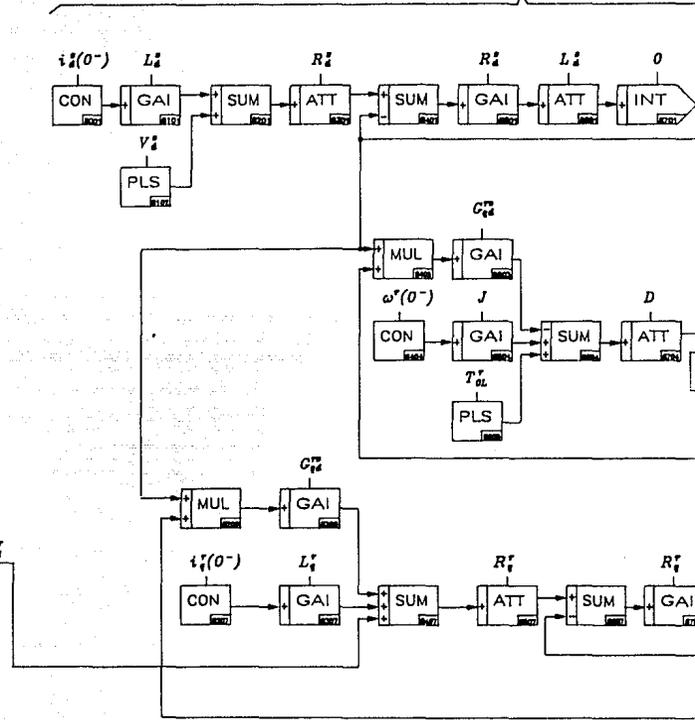




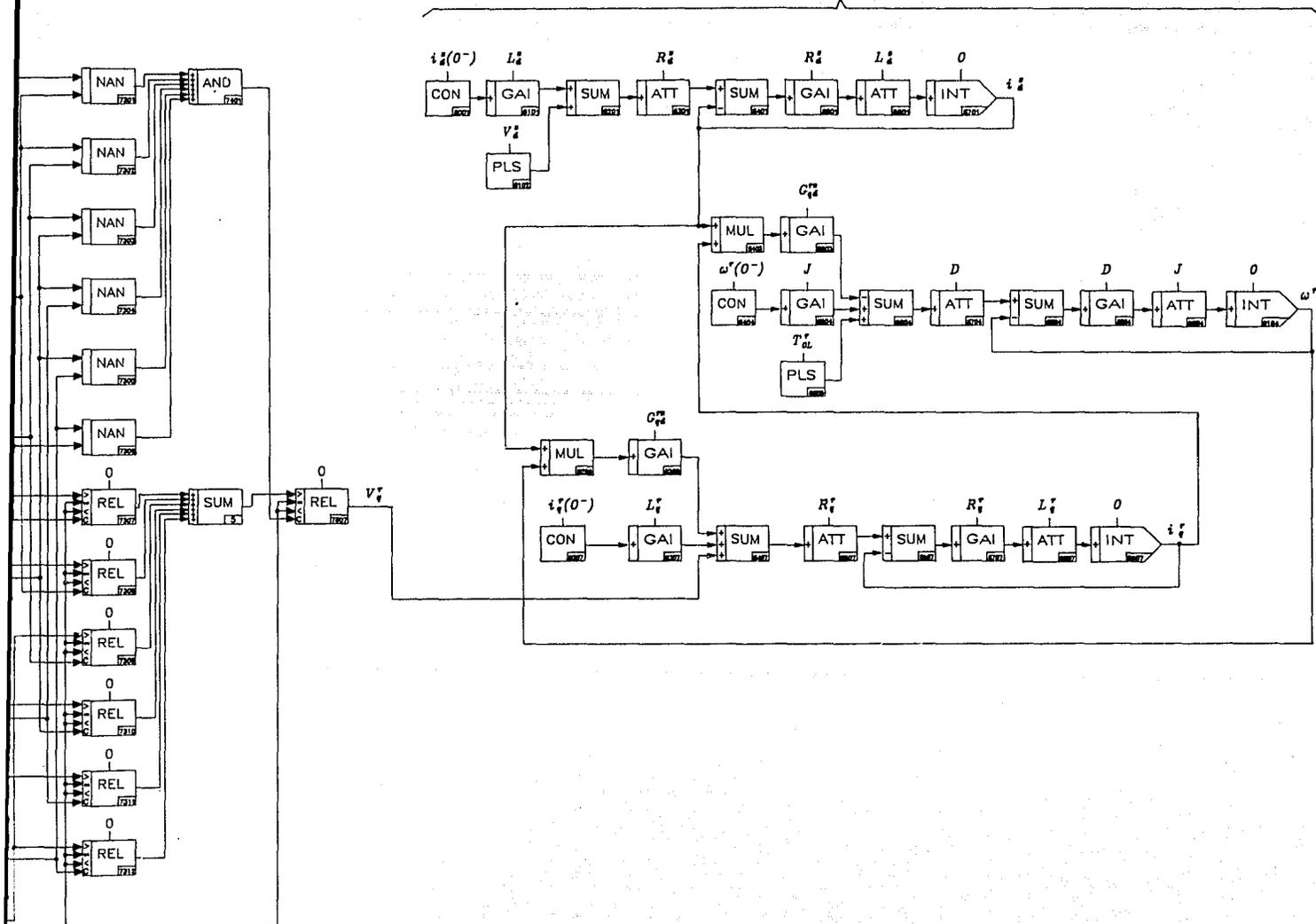
motor de cd

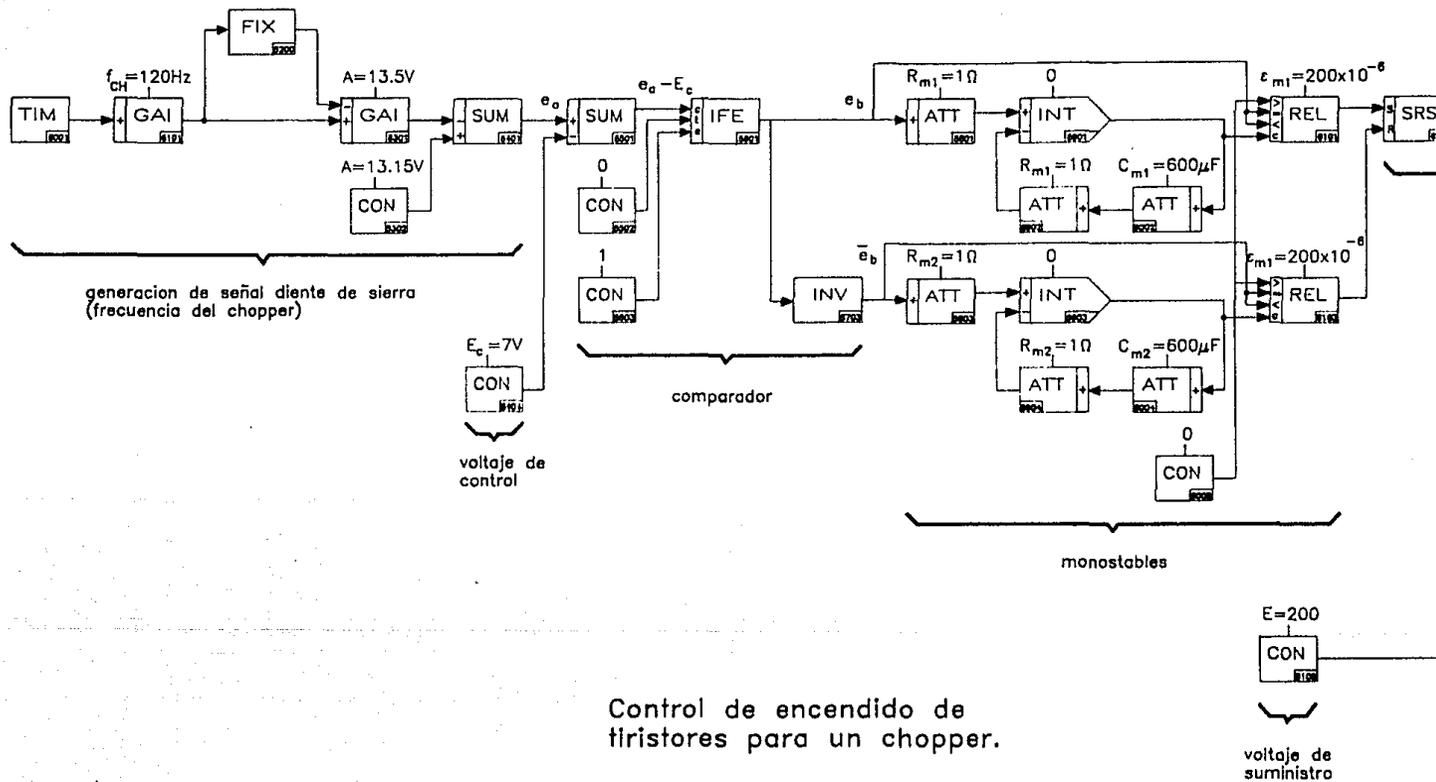


inductancia de conmutacion

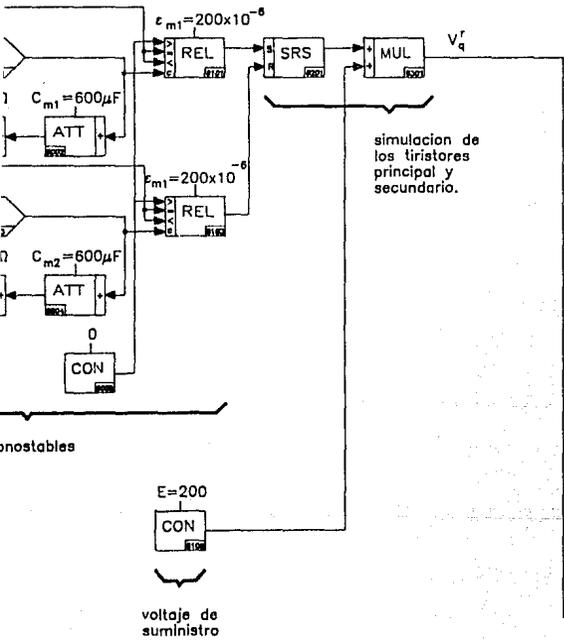


motor de cd

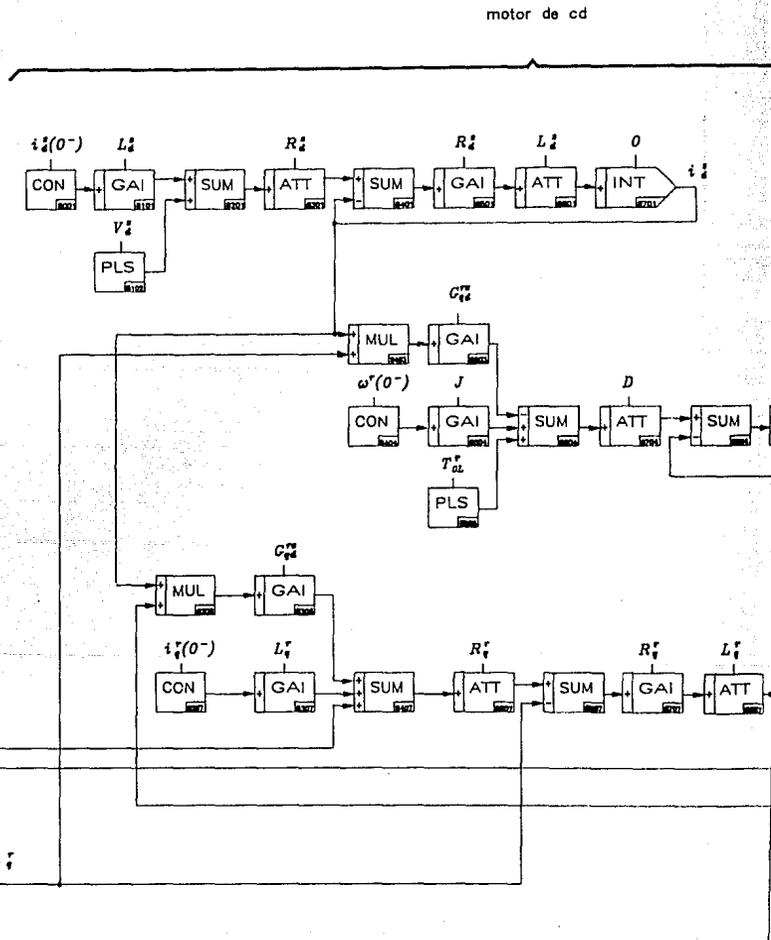




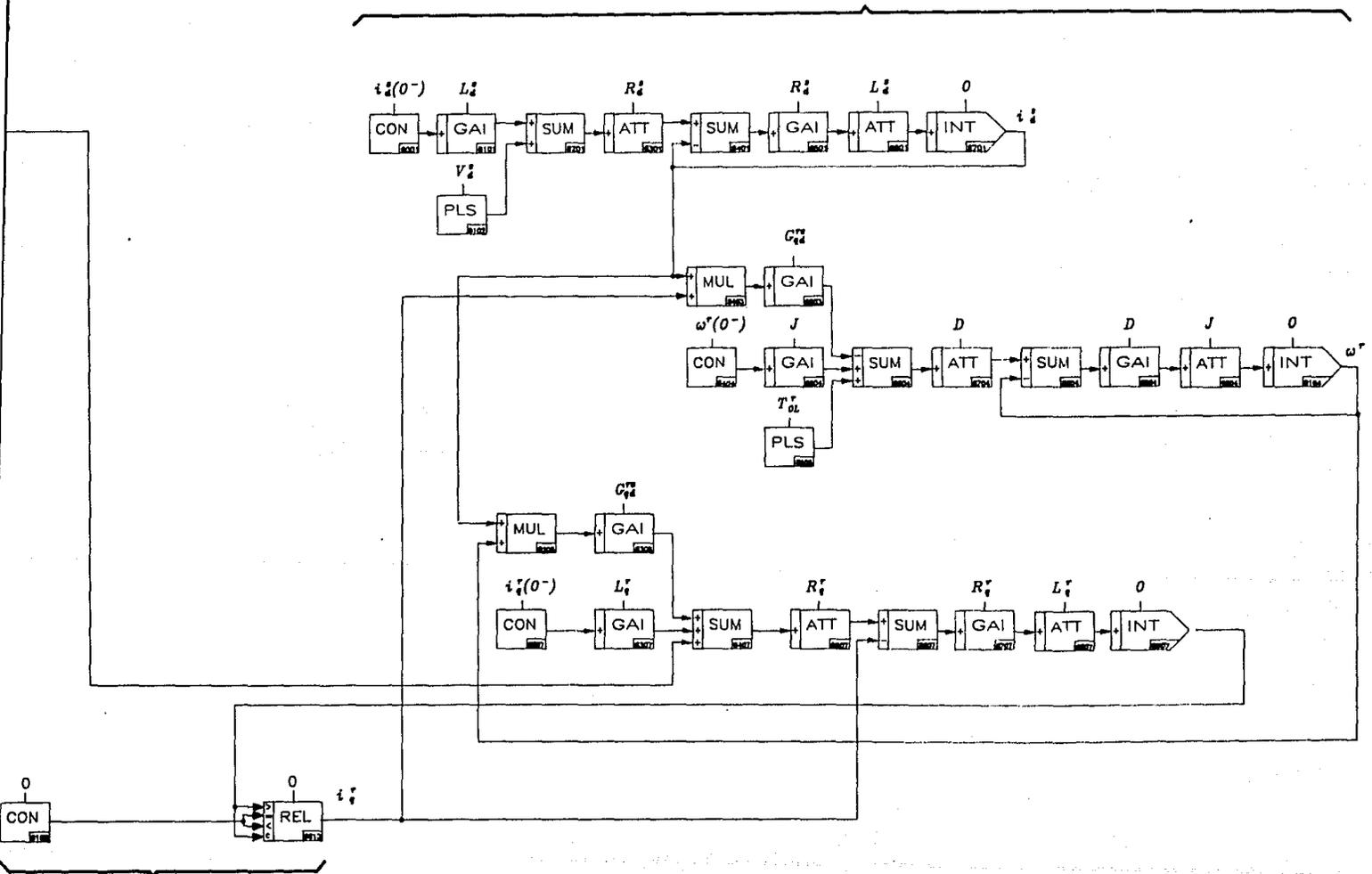
Lacambra Macedo Rafael
 Rebollo von Düben Demian
 1991



Limitador de corriente al primer cuadrante (diodo volante)

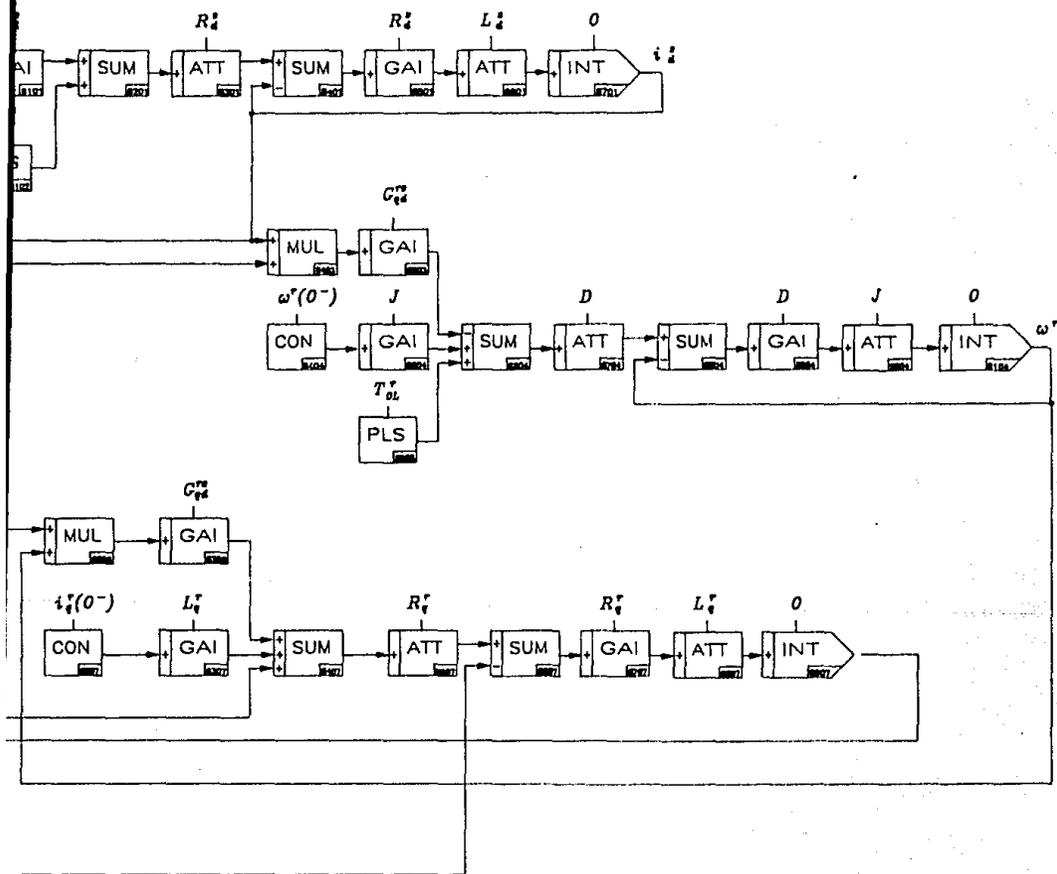


motor de cd

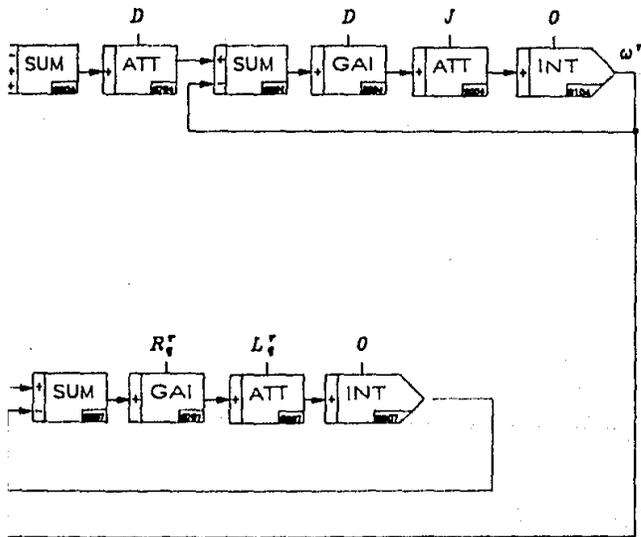
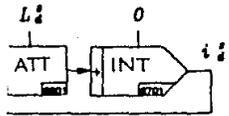


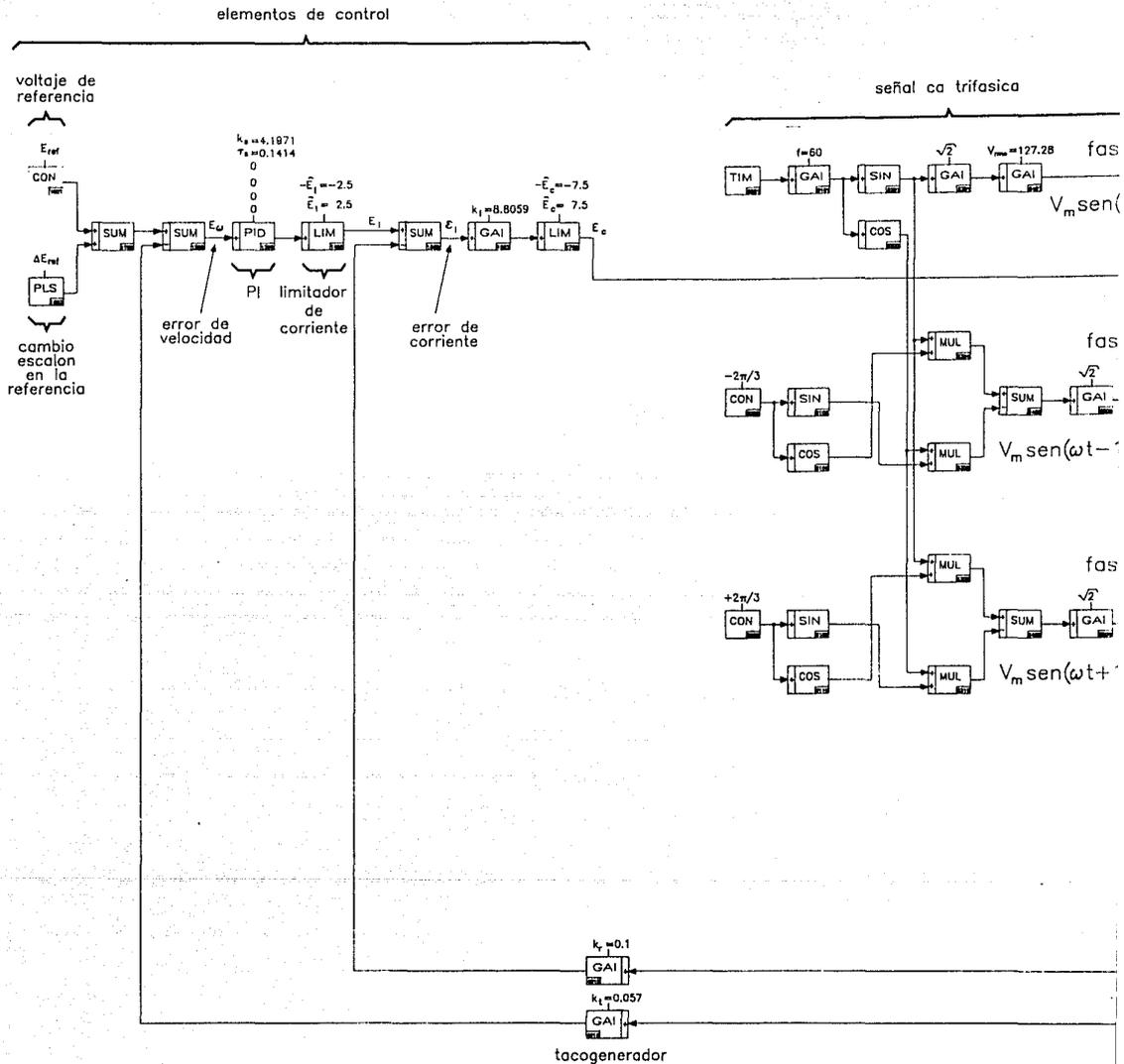
Limitador de corriente al primer cuadrante
(diodo volante)

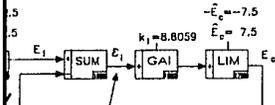
motor de cd



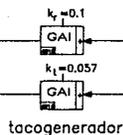
de cd





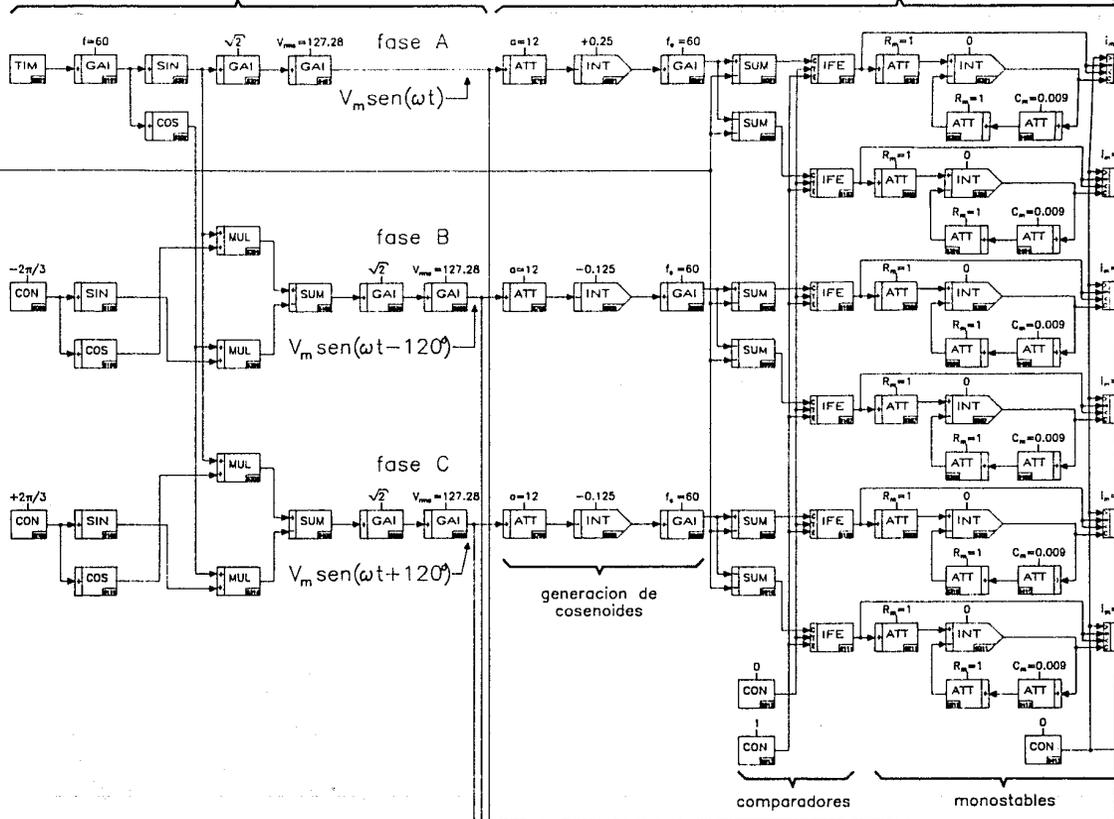


error de corriente



señal ca trifasica

control cosenoidal de angulo de disparo

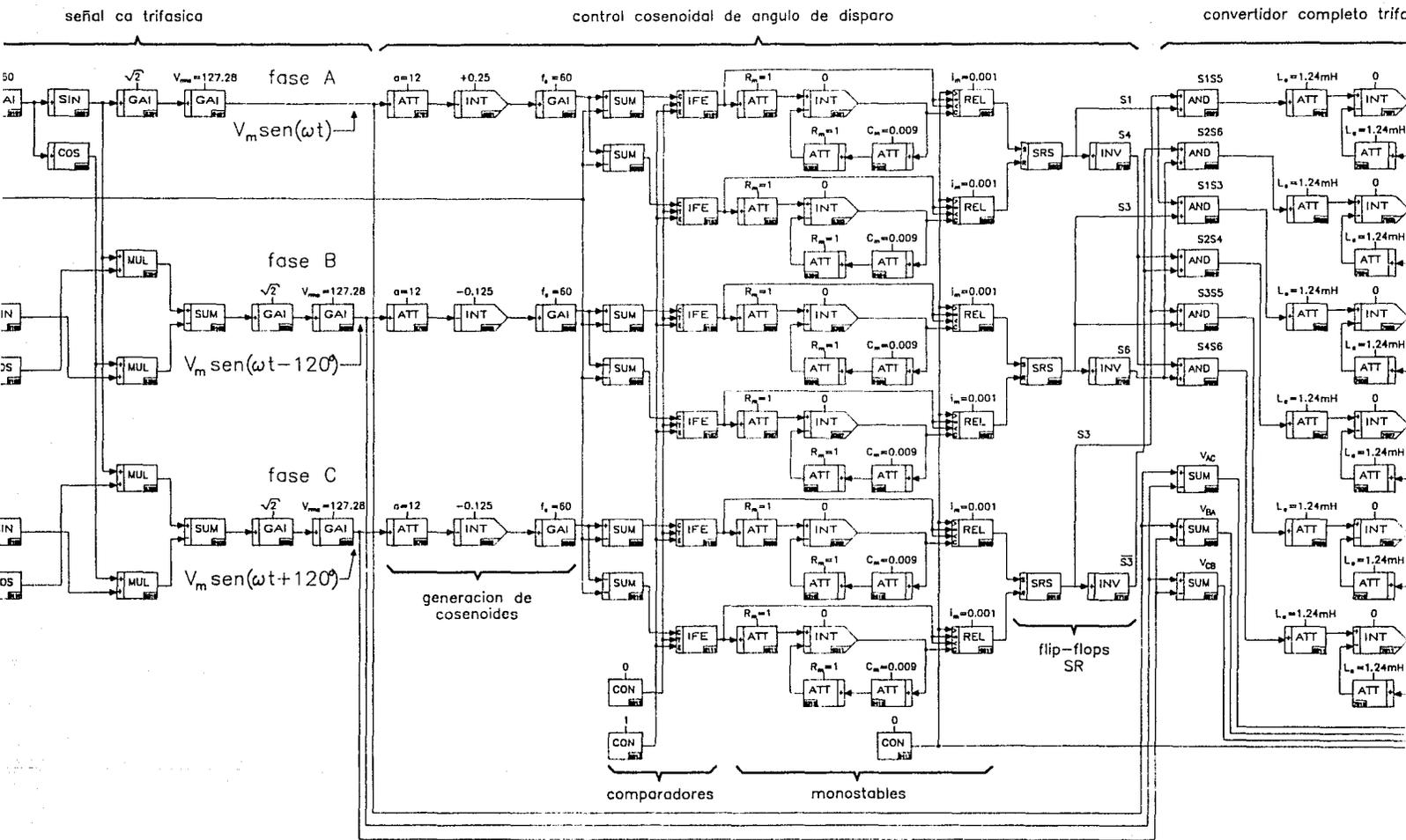


generacion de cosenoides

comparadores

monostables

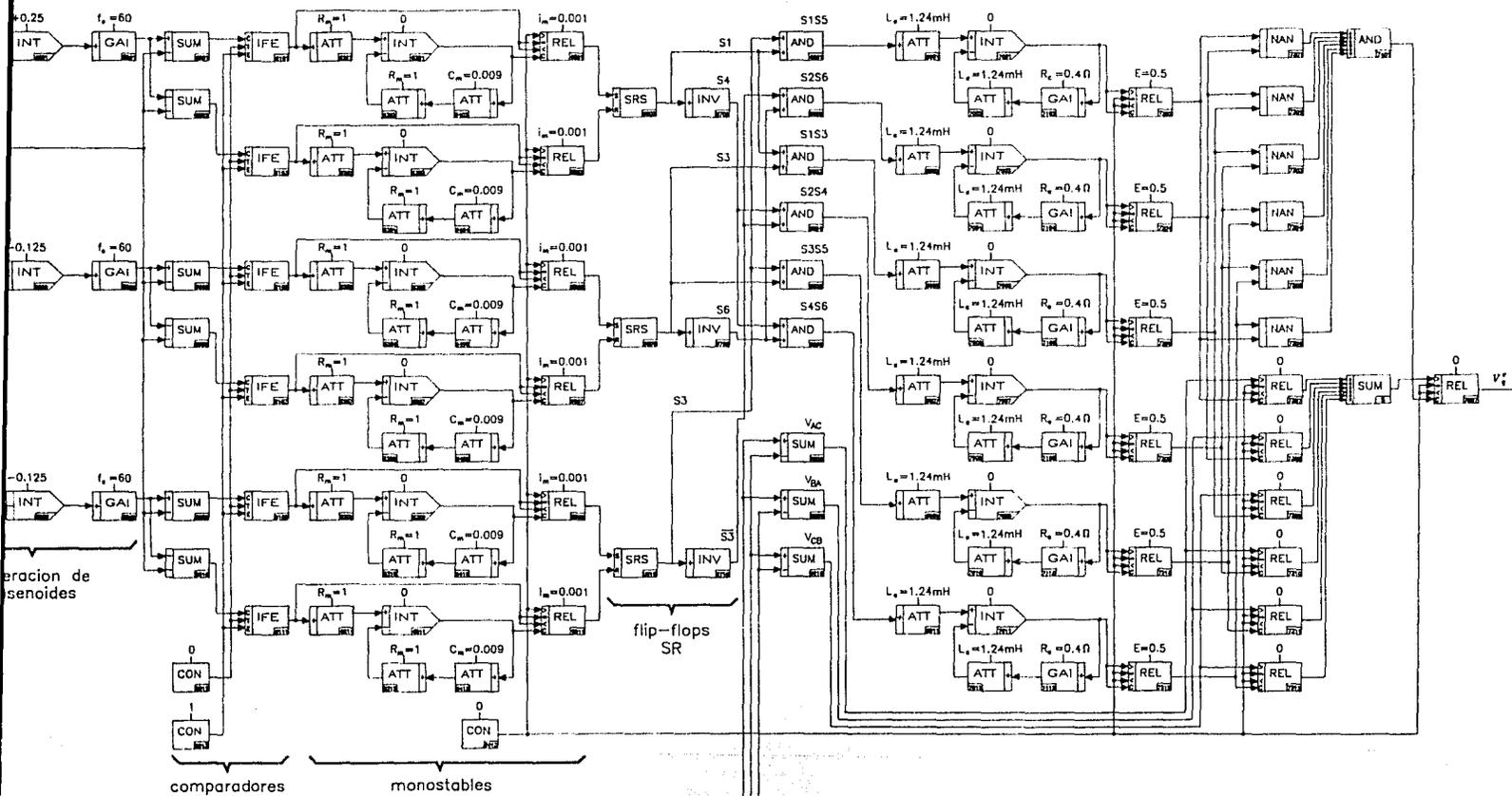
Control PI de velo



Control PI de velocidad.

control cosenoidal de angulo de disparo

convertidor completo trifasico con inductancia de conmutacion

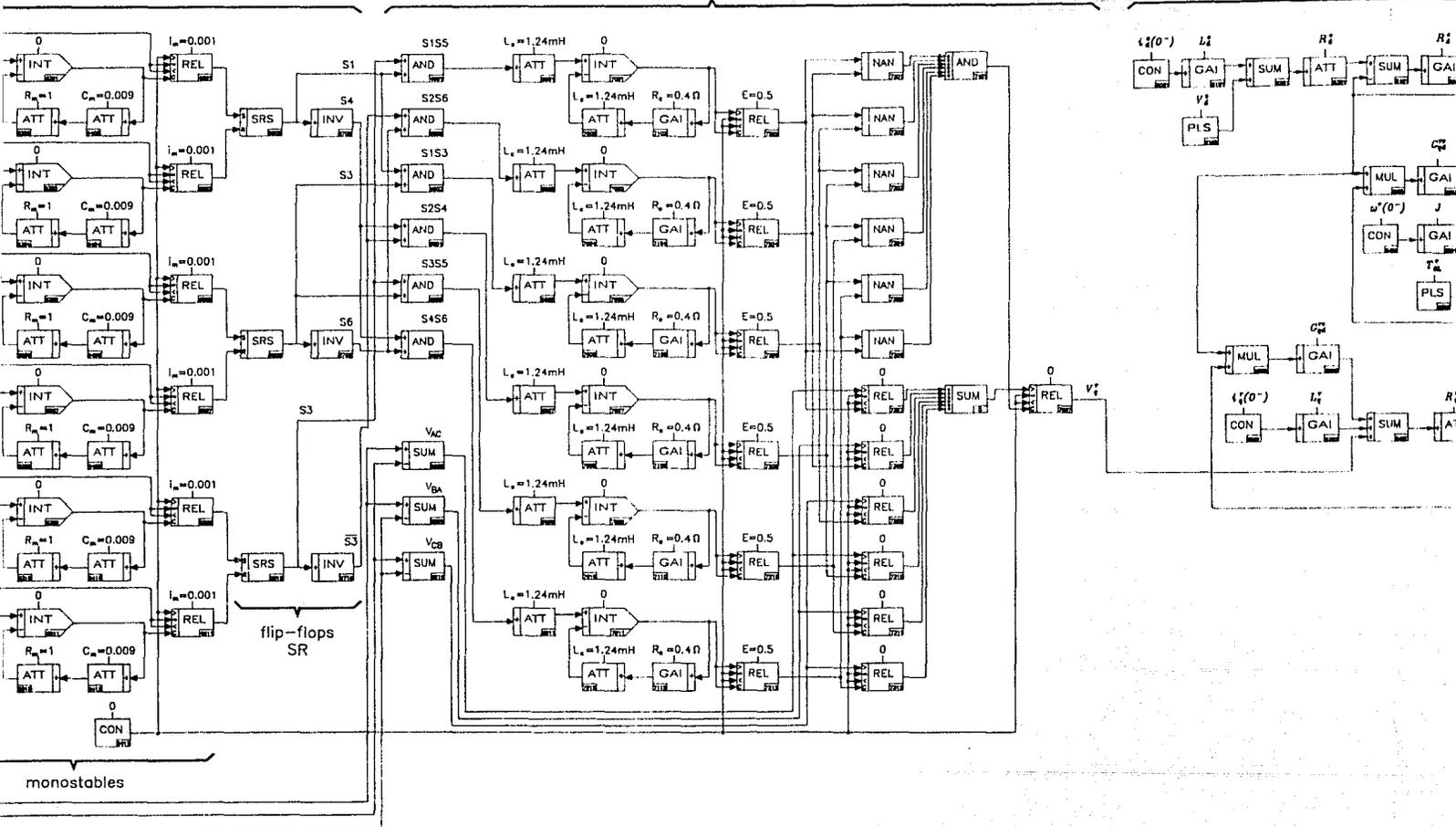


Control PI de velocidad.

o de disparo

convertidor completo trifasico con inductancia de conmutacion

mot



rol PI de velocidad.

