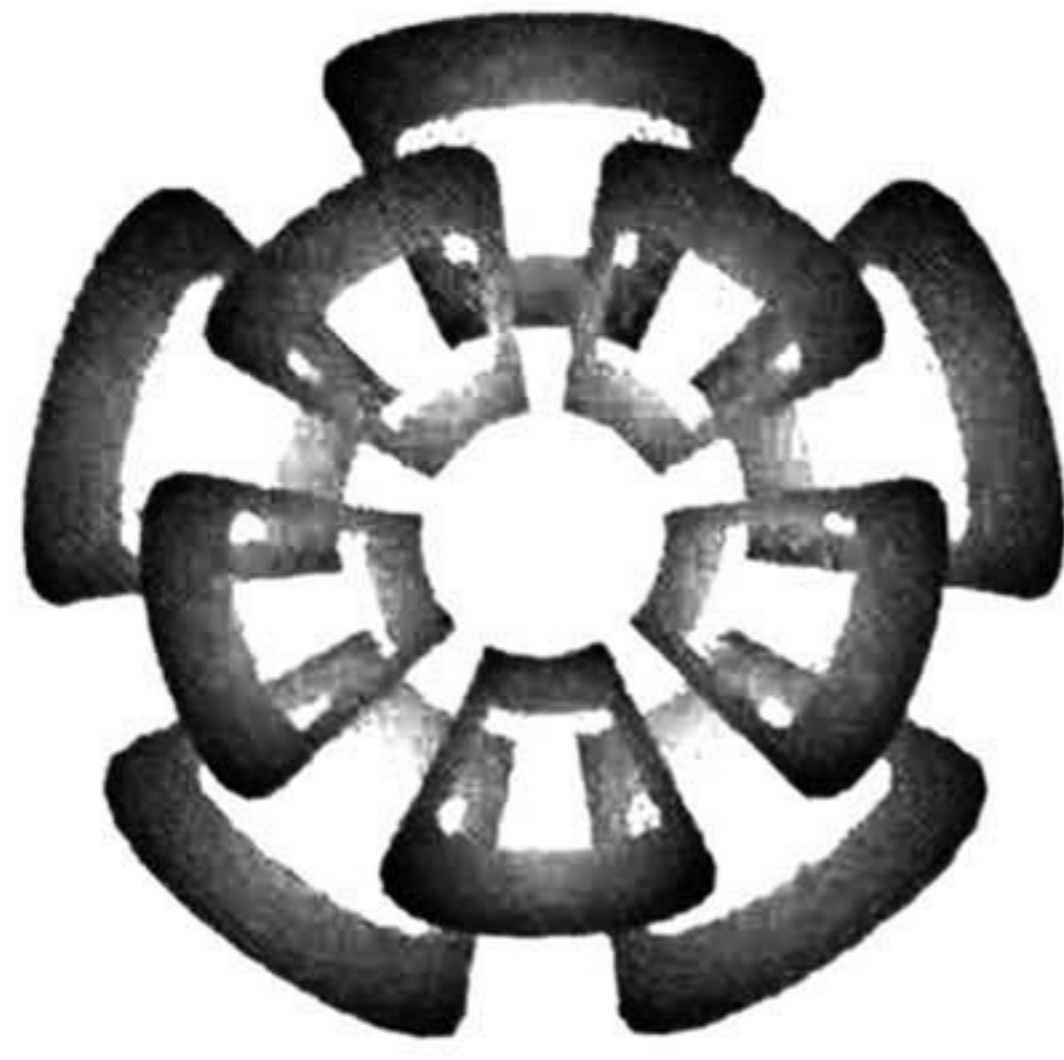


XX (80138.1)



CINVESTAV - IPN

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN
Unidad Guadalajara

CINVESTAV I.P.N.
SECCION DE INFORMACION
Y DOCUMENTACION

Desarrollo e Implementación de un Control de Velocidad de Motores de CD en Serie Utilizando un Microcontrolador e IGBTs.

TESIS QUE PRESENTA
ODILÓN JESÚS ARGUETA TRUJILLO

PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS

EN LA ESPECIALIDAD DE
INGENIERÍA ELÉCTRICA



Guadalajara, Jal., Noviembre de 1999

CLASIF. _____
ADQUIS.: TESIS MA
FECHA: 17-VII-00
PROCED.: SASU ~~_____~~

ORDENICOS

***Desarrollo e Implementación de un Control de
Velocidad de Motores de CD en Serie
Utilizando un Microcontrolador e IGBTs***

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

por:

Odilón Jesús Argueta Trujillo

Ingeniero Electrónico
Instituto Tecnológico de Morelia, 1992–1997

Becario del CONACYT, expediente no. 121121

Directores de Tesis:

**Dr. Juan Martín Santana Corte
Dr. José Luis Naredo Villagrán**

**CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara,
Noviembre de 1999.**

A mis padres: Ma. de la Luz y Odilón Jesús por el apoyo y educación que me han otorgado.

A mis hermanos: Luis Gonzalo, Arturo Alejandro y Ma. Leticia por la superación constante con la cual han enfrentado la vida.

A mis abuelitos: por sus sabias palabras

Dios: te pido como parte de tu legado que pueda conocer el amor sin concupiscencia, el júbilo sin celos, la ternura sin debilidad, la dignidad sin arrogancia, la bondad sin egoísmo y la verdad sin dogmatismo.

RECONOCIMIENTO

Deseo expresar mi agradecimiento sincero al Dr. José Luis Naredo Villagran y al Dr. Juan Santana Corte por su amistad, guía, apoyo y constante interés durante el desarrollo de este trabajo.

Mi gratitud es también para las cuatro personas que revisaron lo que ahora es la presente tesis:

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo, Dr. José Luis Leyva Montiel, Dr. Alexander Loukianov y Dr. Juan Manuel Hernández Cid.

Gracias a mi país, que a través del CONACYT me brinda el apoyo económico durante la maestría.

SIMBOLOGÍA	iv
ÍNDICE DE FIGURAS	vi
ÍNDICE DE TABLAS	x
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 2 MOTOR ELÉCTRICO DE CORRIENTE DIRECTA	
2.1 DESCRIPCIÓN BÁSICA DE UN MOTOR DE CD	3
2.2 CONFIGURACIONES DE LAS MÁQUINAS DE CD	6
2.3 MEDICIONES Y PRUEBAS DE LABORATORIO A UN MOTOR DE 1hp	9
2.3.1 Resistencia de las Bobinas de Campo y Armadura	9
2.3.2 Medición de Inductancia del Motor	10
2.3.3 Medición de la Curva de Magnetización	11
2.3.4 Parámetros Mecánicos	12
2.4 SIMULACIÓN DE LA OPERACIÓN DE UN MOTOR DE 1 hp	13
2.5 OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO	17
CAPÍTULO 3 DESCRIPCIÓN GENERAL DE UN CONTROL DE MOTOR DE CD EN SERIE	
3.1 FUNCIONES GENERALES	18
3.2 SISTEMA DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM)	18
3.3 MODULO REGULADOR DE VOLTAJE	21
3.4 ETAPA DE POTENCIA	23
3.5 MANEJADOR DE COMPUERTA	24
3.6 PROTECCIONES	25
3.7 APLICACIÓN DE UN CONTROLADOR COMERCIAL	26
3.8 OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO	27
CAPÍTULO 4 PROPUESTAS DE MEJORAS A CONTROLES CONVENCIONALES DE MOTORES SERIE DE CD	
4.1 PREÁMBULO	28

4.2 SUSTITUCIÓN DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA CONVENCIONAL POR TECNOLOGÍA HÍBRIDA	28
4.2.1 Funciones del Microcontrolador	29
4.2.2 Modulo Regulador de Voltaje	30
4.2.3 Circuito Manejador de Compuerta	30
4.2.4 Fuente de Alimentación de Control	30
4.3 MEJORAS EN LA ETAPA DE MANEJO DE POTENCIA	31
4.3.1 Sustitución de MOSFET por IGBT	31
4.3.2 Sustitución de Arquitectura Step Down por Puente H	32
4.4 OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO	33
CAPÍTULO 5 DESARROLLO DE UN PROTOTIPO DE CONTROL DE MOTORES DE CD EN SERIE	
5.1 ESTRATEGIA DE DESARROLLO	34
5.2 DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO PROPUESTO	35
5.2.1 Descripción Global	35
5.2.2 Etapa de Potencia	35
5.2.3 Funciones del Microcontrolador	37
5.2.4 Circuito Manejador de Compuerta	40
5.3 SIMULACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL PROTOTIPO	41
5.3.1 Adecuación del Modelo del Motor de CD para Simulaciones Conjuntas	42
5.3.2 Representación en Pspice del Control de Velocidad Propuesto	43
5.3.3 Resultados de la Simulación del Prototipo Propuesto	44
5.4 PRUEBAS DE LABORATORIO AL PROTOTIPO FÍSICO	50
5.4.1 Consideraciones de Implementación Física	50
5.4.2 Montaje del Sistema Control/Motor	51
5.4.3 Resultados de Laboratorio	56
5.5 OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO	59
CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	
6.1 CONCLUSIONES Y RESULTADOS	60
6.2 RECOMENDACIONES DE TRABAJOS FUTUROS	61
BIBLIOGRAFÍA	62

Apéndice A	PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR	64
Apéndice B	CONTROLES DE VELOCIDAD COMERCIALES	69
Apéndice C	PUBLICACIONES DE LA TESIS	74

SIMBOLOGÍA

Los siguientes símbolos se emplean a lo largo de esta tesis con los significados que a continuación se indican.

SÍMBOLO	SIGNIFICADO	UNIDAD
a	Número de trayectorias paralelas del embobinado de armadura	
B	Constante de fricción viscosa	$N \cdot m \cdot s / rad$
B_n	Densidad de flujo magnético n-ésimo	T
C_p	Capacitor del convertidor de potencia	F
D	Índice de modulación	
d	Diámetro del rotor	m
E_a	FEM inducida	V
E_{a0}	FEM inducida a ω_0	V
FEM	Fuerza electromotriz	V
i_f	Corriente de embobinado de campo	A
i_a	Corriente de embobinado de armadura	A
i_s	Corriente en la máquina	A
i_m	Corriente de prueba circulante en la máquina	A
i_l	Corriente en devando de campo utilizada para obtener la curva de magnetización.	A
$I_{CE(PROM)}$	Corriente colector a emisor promedio	A
J	Inercia del eje del motor	$kg \cdot m^2$
K_a	Constante del motor	
L_a	Inductancia del devanado de armadura	H
L_f	Inductancia del devanado de campo	H
L_{D2}	Inductancia del devanado de campo 2	H
L_C	Inductancia del alambrado	H
L_t	Adición de $L_f + L_a$	H
M_n	MOSFET canal n	
N	Número de conductores en el embobinado de armadura	
ϕ	Flujo neto total por polo	Wb
P_D	Potencia de disipación en el IGBT ó en el diodo	W
p	Número de polos	
R_f	Resistencia del devanado de campo	Ω
R_a	Resistencia del devanado de armadura	Ω
R_t	Resistencia total de ambos devanados	Ω
R_{D2}	Resistencia del devanado de campo 2	Ω
R_{ext}	Resistencia externa	Ω
$R_{variable}$	Reóstato variable	Ω
R_{an}	Resistencia n-ésima medida en el devanado de armadura	Ω
R_c	Resistencia del cable	Ω
R_{ajuste}	Resistencia de ajuste	Ω

R_L	Resistencia limitadora en el diodo del optoacoplador	Ω
R_{L1}	Resistencia limitadora en el transistor del optoacoplador	Ω
R_{L2}	Resistencia limitadora en el MOSFET	Ω
R_{L3}	Resistencia limitadora de corriente transitoria	Ω
R_{LG}	Resistencia limitadora de corriente de compuerta	Ω
R_{JC}	Resistencia térmica de unión al empaquetamiento	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{CS}	Resistencia térmica del empaquetamiento al disipador	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{SA}	Resistencia térmica del disipador al ambiente	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{11}	Resistencia limitadora del surtidor del MOSFET canal n	Ω
R_{PP}	Resistencia de protección de pedal	Ω
R_{12}	Resistencia limitadora del surtidor del MOSFET canal p	Ω
T_{em}	Par electromagnético	$\text{N}\cdot\text{m}$
T_{loss}	Pérdidas por fricción	$\text{N}\cdot\text{m}$
T_1	Par de carga	$\text{N}\cdot\text{m}$
T_1	Transistor npn	
T_2	Transistor pnp	
T_J	Temperatura de la unión del semiconductor	$^{\circ}\text{C}$
T_C	Temperatura del empaquetamiento donde se encuentra contenido el semiconductor	$^{\circ}\text{C}$
T_S	Temperatura del disipador	$^{\circ}\text{C}$
T_A	Temperatura del medio ambiente	$^{\circ}\text{C}$
t_o	Tiempo en el instante inicial $t=0$	s
t	Tiempo	s
V_s	Voltaje de la fuente de potencia de CD	V
V_a	Voltaje de armadura	V
V_f	Voltaje de campo	V
V_t	Voltaje de excitación	V
V_{brush}	Voltaje de escobillas	V
V_m	Voltaje en devanado debido a la corriente i_m	V
V_{exp}	Onda diente de sierra exponencial	V
V_{exp1}	Exponencial creciente	V
V_{exp2}	Exponencial decreciente	V
V_{ref}	Voltaje de referencia	V
V_{pedal}	Voltaje de pedal	V
$V_{CE(ON)}$	Voltaje colector a emisor cuando el IGBT esta en saturación	V
$V_{potencia}$	Voltaje de las baterías	V
ω	Velocidad angular	rad
ω_0	Velocidad angular de referencia	rad
Z_G	Diodo zener limitador	-

ÍNDICE DE FIGURAS

No. de Figura	Descripción	Pag.
2.1	<i>Corte transversal de un motor de CD</i>	4
2.2	<i>Conductores del rotor</i>	4
2.3	<i>Segmentos conmutadores</i>	5
2.4	<i>Corriente de un conductor</i>	5
2.5	<i>Distribución del flujo magnético</i>	6
2.6	<i>Motor con</i>	7
	<i>a) excitación separada</i>	
	<i>b) excitación shunt</i>	
	<i>c) excitación serie</i>	
2.7	<i>Motor</i>	7
	<i>a) compuesto corto</i>	
	<i>b) compuesto largo</i>	
2.8	<i>Máquina trabajando como</i>	8
	<i>a) motor</i>	
	<i>b) generador</i>	
2.9	<i>Obtención de valor resistivo de circuito de</i>	10
	<i>a) campo</i>	
	<i>b) armadura</i>	
2.10	<i>Motor de CD</i>	11
	<i>a) configuración serie</i>	
	<i>b) con rotor bloqueado</i>	
2.11	<i>Gráfica de corriente transitoria estimada y medida</i>	12
2.12	<i>Esquema de la conexión utilizada para medir la curva de magnetización del motor de CD</i>	12
2.13	<i>Curva de magnetización obtenida experimentalmente</i>	12
2.14	<i>Modelo ABM de un motor de CD en Pspice</i>	14
2.15	<i>Comparación de la corriente medida y simulada de un motor de CD serie</i>	14
2.16	<i>Simulación del arranque de un motor de CD para distintos voltajes de alimentación</i>	15
	<i>a) curvas de corriente en los devanados</i>	
	<i>b) curvas de pares electromagnéticos</i>	

2.17	<i>Simulación del arranque de un motor de CD para distintos voltajes de alimentación</i>	16
	<i>a) curvas de velocidad angular</i>	
	<i>b) curvas de la fuerza electromotriz</i>	
2.18	<i>Curvas de</i>	16
	<i>a) velocidad angular vs par de carga para distintos valores de voltaje de alimentación</i>	
	<i>b) potencia de alimentación al motor vs par para los mismos voltajes</i>	
3.1	<i>Diagrama a bloques de un control convencional de motores de CD en serie</i>	19
3.2	<i>Modulación por ancho de pulso PWM</i>	20
	<i>a) ondas generadoras</i>	
	<i>b) señal correspondiente PWM</i>	
3.3	<i>Generación de señal PWM</i>	20
	<i>a) ondas generadoras</i>	
	<i>b) señal correspondiente PWM</i>	
3.4	<i>Comparación de señales para obtener el PWM</i>	22
3.5	<i>Voltaje de</i>	22
	<i>a) pedal vs diferentes señales de referencia</i>	
	<i>b) referencia obtenido para un escalón de voltaje de pedal</i>	
3.6	<i>Diagrama de conexión y desconexión de constantes</i>	23
3.7	<i>Etapas de potencia</i>	24
3.8	<i>Manejador de compuerta</i>	24
3.9	<i>Alambrado de un control convencional</i>	27
4.1	<i>Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)</i>	32
5.1	<i>Esquema general del control de velocidad propuesto</i>	35
5.2	<i>Convertidor de potencia propuesto</i>	37
5.3	<i>Circuito regulador de voltaje y contra pérdida de pedal</i>	38
5.4	<i>Circuito para monitoreo de la corriente de potencia</i>	39
5.5	<i>Circuito de protección contra sobre temperatura</i>	39
5.6	<i>Circuito manejador de compuerta</i>	41
5.7	<i>Modelo del motor serie de CD modificado utilizando bloques de comportamiento analógico (ABM)</i>	43
5.8	<i>Simulación de la corriente en estado transitorio sin carga</i>	45
	<i>a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$,</i>	
	<i>b) $D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$,</i>	
	<i>c) $D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$,</i>	
	<i>d) $D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.</i>	

5.9	<i>Simulación de la corriente en estado transitorio para una carga de 2 N·m</i>	46
	a) <i>Índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$,</i>	
	b) <i>$D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$,</i>	
	c) <i>$D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$,</i>	
	d) <i>$D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.</i>	
5.10	<i>Simulación del par producido por el motor en estado transitorio para una carga de 2 N·m</i>	47
	a) <i>Índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$,</i>	
	b) <i>$D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$,</i>	
	c) <i>$D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$,</i>	
	d) <i>$D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.</i>	
5.11	<i>Simulación de</i>	48
	a) <i>la fuerza electromotriz en estado transitorio para ciclos de trabajo del 30, 50 y 90% para una carga de 2 N·m.</i>	
	b) <i>la velocidad angular en estado transitorio para ciclos de trabajo del 30, 50 y 90% con la misma carga.</i>	
5.12	<i>Corriente obtenida en la simulación del arranque del motor de CD sin carga, con un índice de modulación $D=0.7$, frecuencia de 2250Hz y una velocidad angular inicial de 180.6 rad/s</i>	48
5.13	<i>Simulación de la corriente en estado estable sin carga</i>	49
	a) <i>Índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$,</i>	
	b) <i>$D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$,</i>	
	c) <i>$D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$,</i>	
	d) <i>$D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.</i>	
5.14	<i>Disipación de calor en el dispositivo electrónico de potencia</i>	51
	a) <i>flujo de la temperatura desde el dispositivo de silicio hasta el medio ambiente</i>	
	b) <i>circuito equivalente basado en resistencias térmicas.</i>	
5.15	<i>Montaje del motor de CD en serie</i>	53
5.16	<i>Prototipo desarrollado e implementado</i>	54
	a) <i>etapa de control</i>	
	b) <i>etapa de potencia</i>	
5.17	<i>Resistencia utilizada para la variación de corriente y sensor de efecto Hall</i>	55
5.18	<i>Equipo utilizado para la medición y procesamiento de señales</i>	55

- 5.19** *Corriente de arranque del motor de CD obtenida en el laboratorio* **58**
- a) *Índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$,*
 - b) *$D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$,*
 - c) *$D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$,*
 - d) *$D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.*
- 5.20** *Corriente en estado estable de la operación de un motor de CD obtenida en laboratorio* **58**
- a) *Índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$,*
 - b) *$D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$,*
 - c) *$D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$,*
 - d) *$D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.*

ÍNDICE DE TABLAS

No. de Tabla	Descripción	Pag.
2.1	Valores obtenidos en devanado de campo	10
2.2	Valores obtenidos en devanado de armadura	10

INTRODUCCIÓN

Muchas aplicaciones industriales requieren manejadores de velocidad variable para motores tanto de CD como de CA. Tal es el caso de las aplicaciones automotrices donde los motores de CD han encontrado una gran aceptación. Particularmente hablando sobre el motor de CD serie en donde sus características de elevado par de arranque son muy apreciadas en sistemas que requieren ser operados inicialmente con una elevada carga.

Los controles electrónicos para los motores de CD serie tienen la función de variar la velocidad cuando se les controla la potencia promedio suministrada. En los inicios los motores de CD serie eran controlados manualmente con bancos de reóstatos de potencia. Más tarde, el control electrónico comenzó con el advenimiento de las válvulas de gas en la década de los treinta. La era moderna del control de motores comenzó cuando los semiconductores de potencia aparecieron al final de la década de los cincuenta, tal es el caso de los tiristores [1]. Subsecuentes progresos en la electrónica de potencia y la microelectrónica han tenido profundos efectos en la operación y desempeño de los sistemas manejadores de motores.

En esta tesis se desarrolla e implementa un control de velocidad para motores de CD en serie para aplicaciones automotrices. En el capítulo 2 se describe la construcción básica de un motor de CD así como su operación. También se dan las técnicas empleadas para la caracterización de éste y se proporcionan los parámetros obtenidos. Se implementa un modelo del motor de CD en serie con el programa PSpice utilizando las herramientas ABM (Analog Behavioral Modeling) y de éste se obtienen simulaciones de su funcionamiento. En el capítulo 3 se analizan las funciones básicas de un control convencional para motores de CD en serie. En el capítulo 4 se proponen varias mejoras a un control convencional tanto a la etapa de potencia como a la etapa de procesamiento, generación y monitoreo de señales. En el capítulo 5 se da la estrategia adoptada en esta tesis para el desarrollo del control de velocidad y se proporciona la descripción de cada una de las etapas del prototipo propuesto. Además, se adecúa el modelo del motor utilizado en el capítulo 2 para la simulación conjunta con el control de velocidad. También se presentan simulaciones en estado transitorio y estable de algunas variables del sistema motor de CD/control de velocidad y éstas se comparan con

mediciones de laboratorio sobre el prototipo construido. Finalmente el capítulo 6 presenta las conclusiones de esta tesis y algunas propuestas para futuros desarrollos.

MOTOR ELÉCTRICO DE CORRIENTE DIRECTA

2.1.- DESCRIPCIÓN BÁSICA DE UN MOTOR DE CD

Como toda máquina eléctrica rotatoria, un motor de CD consta de dos partes principales: un estator y un rotor. La Fig. 2.1 muestra el corte transversal de uno de estos motores. Se pueden apreciar ahí el estator que consta de 2 polos, así como el rotor que tiene un embobinado con seis vueltas. Estas seis vueltas representan 12 conductores efectivos que interaccionan magnéticamente con los dos polos del estator. En el rotor, la parte sólida es un núcleo de armadura hecho de acero laminado. Además del núcleo, los principales componentes del rotor son el embobinado de armadura, el conmutador mecánico, las escobillas, y la flecha. Esta última se encarga de transmitir el movimiento rotatorio.

Los conductores del rotor suelen estar colocados en disposición cilíndrica como se aprecia en las figuras 2.1 y 2.2. Estas figuras proporcionan una representación simple de la máquina de CD, que es suficiente para entender su funcionamiento. El flujo magnético de los polos es producido por la corriente i_f que fluye por los embobinados de campo; dicho flujo es radial al rotor. El embobinado del rotor está colocado en ranuras sobre la superficie de éste y se referirá a él como embobinado de armadura. La corriente de armadura i_a es suministrada por una fuente externa de CD a través de las escobillas ó carbones así como del conmutador. El par producido por los campos del rotor y del estator se ilustra en la Fig. 2.1. Dicho par T_{em} tiene la dirección de las manecillas del reloj.

Es importante que las direcciones de las corrientes en los conductores del rotor permanezcan fijas ante los polos del estator mientras aquél gira; de otra manera no se preserva la direccionalidad del par T_{em} . Para llevar a cabo esto, es necesario invertir la dirección de la corriente cada vez que un conductor pasa el punto central de una de las regiones de interpolos.

Este cambio en el sentido de la corriente de los conductores de armadura es llevado a cabo por el conmutador. Este dispositivo consiste de un número (seis en este caso) de segmentos de cobre idénticos, aislados unos de otros y colocados fijamente alrededor del rotor. Cada segmento es conectado a los conductores de armadura en un arreglo simétrico como se muestra en la Fig. 2.3.

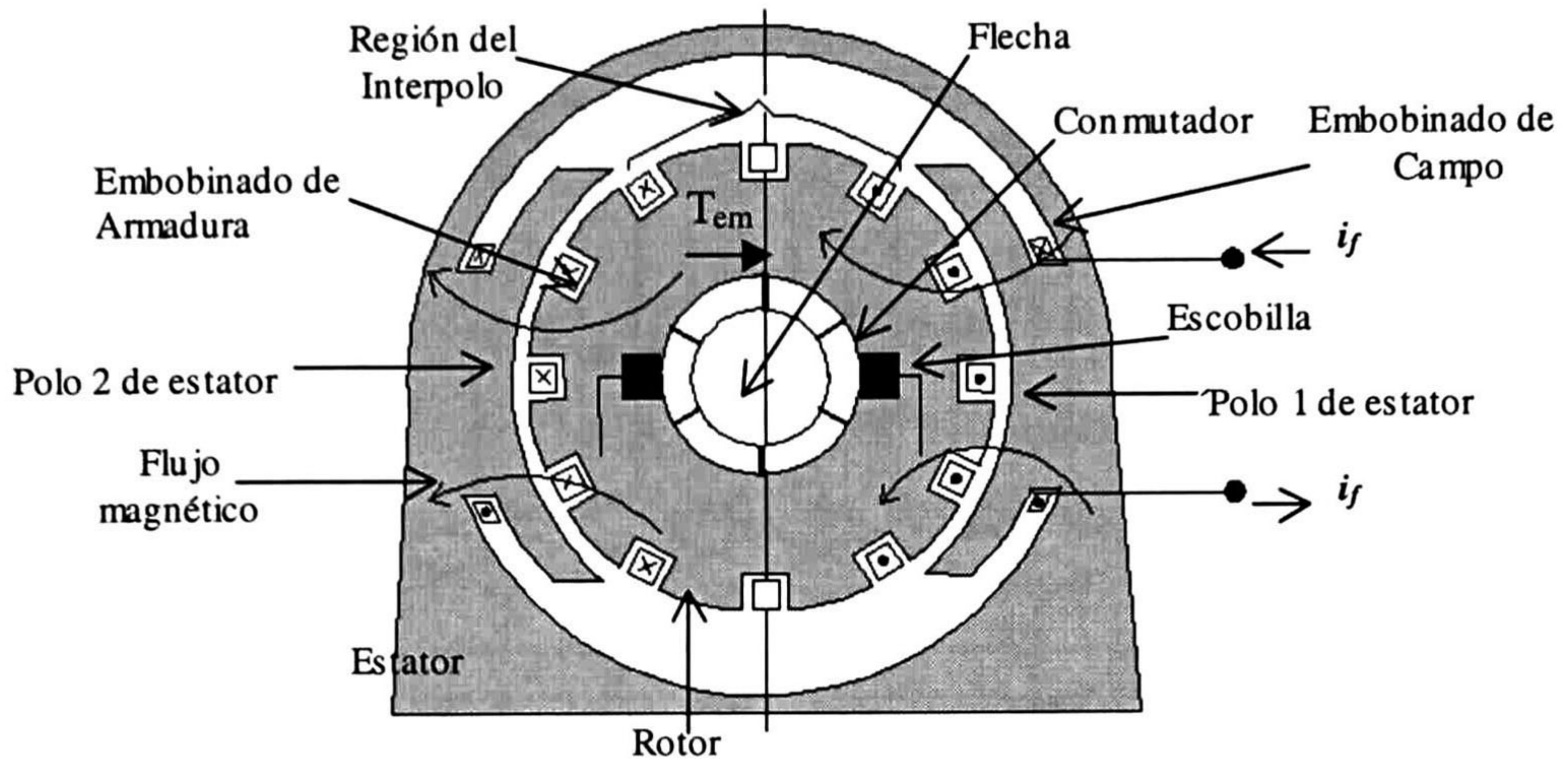


Figura 2.1 Corte transversal de un motor de CD

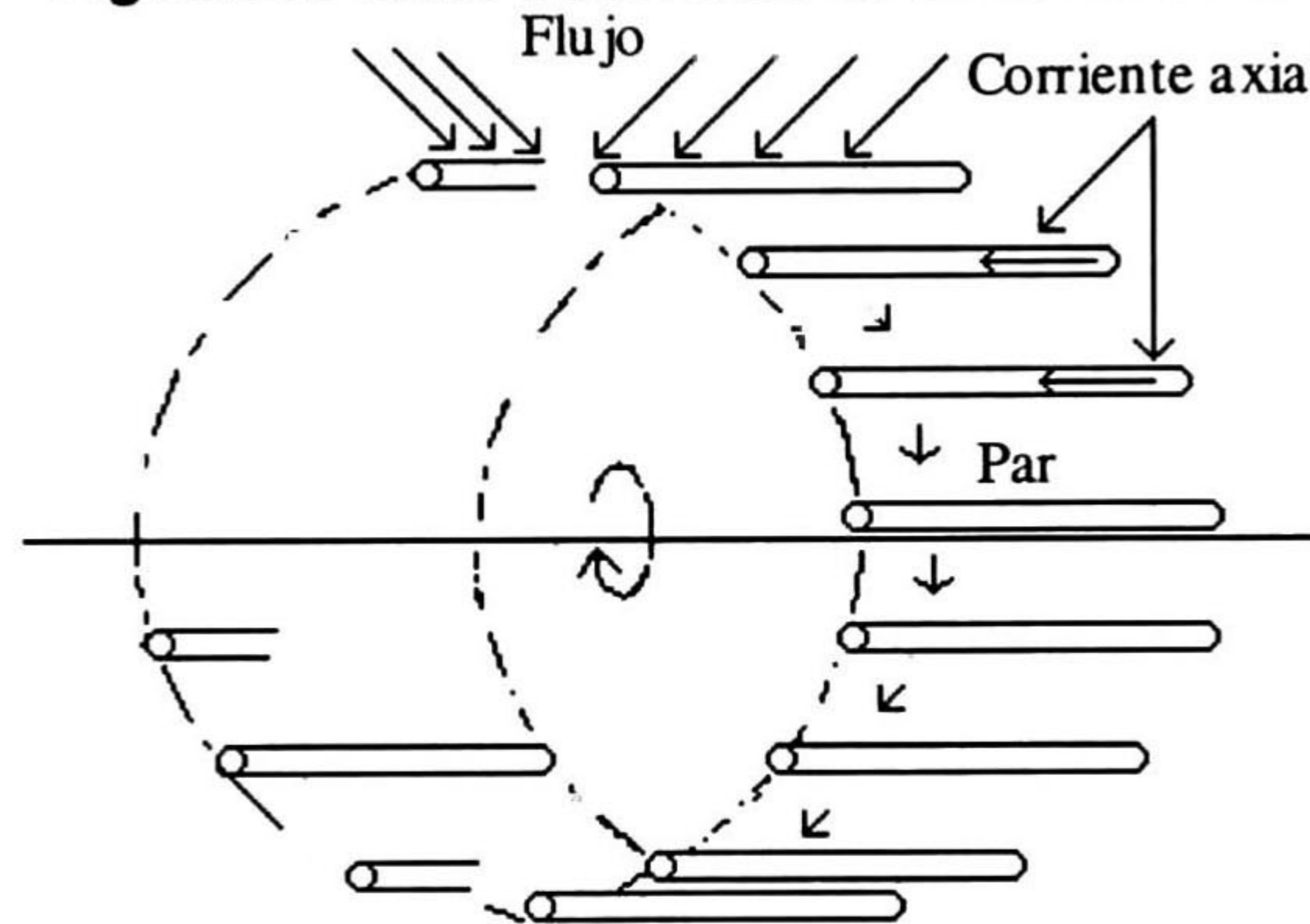


Figura 2.2 Conductores del rotor

Con la posición de las escobillas en los segmentos c y f, la mitad de los conductores de armadura (3 a 8) portarán corrientes en una misma dirección, mientras que la otra mitad las portará en sentido contrario. Cuando el rotor gira y el conmutador gira al próximo par de segmentos (b y e), las corrientes en los conductores 1,2,7 y 8 cambian de sentido. El par de segmentos b-c y e-f estarán en corto circuito por un período breve y, durante éste, los conductores 1,2,7 y 8 también lo estarán. Cabe resaltar que la conmutación de corriente se lleva a cabo durante este breve período.

La variación de la corriente para uno de los conductores del rotor se ilustra en la Fig. 2.4, donde puede notarse que ésta completa un ciclo no senoidal de AC. En casi toda la primera mitad del ciclo de corriente, ésta se mantendrá constante pero durante un breve instante sufrirá una conmutación que llevará a la corriente al semiciclo negativo donde, del mismo modo, la corriente permanece constante durante casi toda la segunda mitad de dicho ciclo.

La corriente de cada conductor entonces va a alternar entre los valores pico de $\pm i_a/2$.

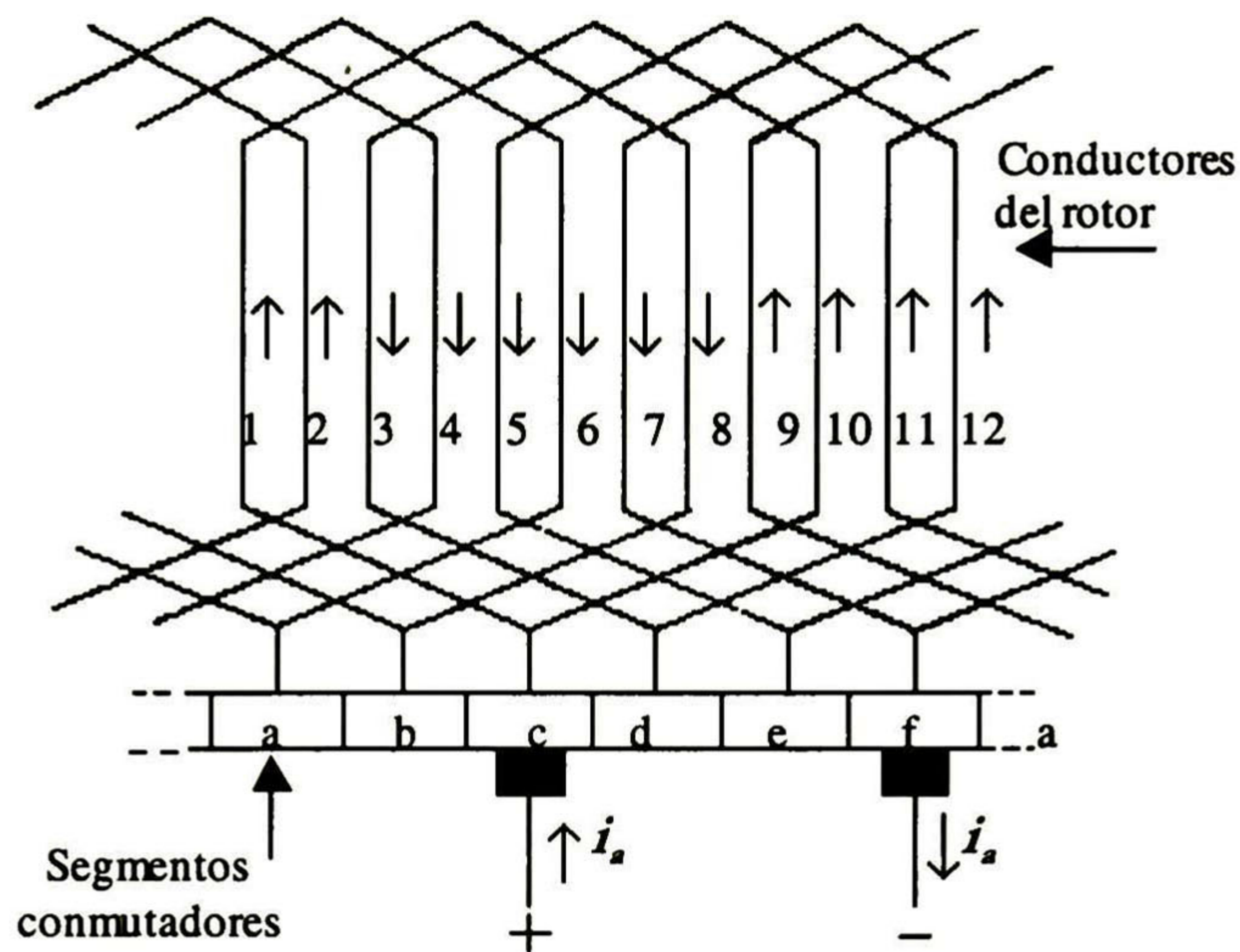


Figura 2.3 Segmentos conmutadores

El par electromagnético de la máquina de la Fig. 2.1 está dado por [7,9]:

$$T_{em}(t) = K_a \phi i_a(t) \quad N \cdot m, \quad (2.1)$$

donde K_a es la constante del par electromagnético

$$K_a = \frac{pN}{2\pi a} \quad (2.2)$$

con p el número de polos, N el número de conductores en el embobinado de armadura, a el número de trayectorias paralelas del embobinado de armadura, y ϕ el flujo neto total por polo.

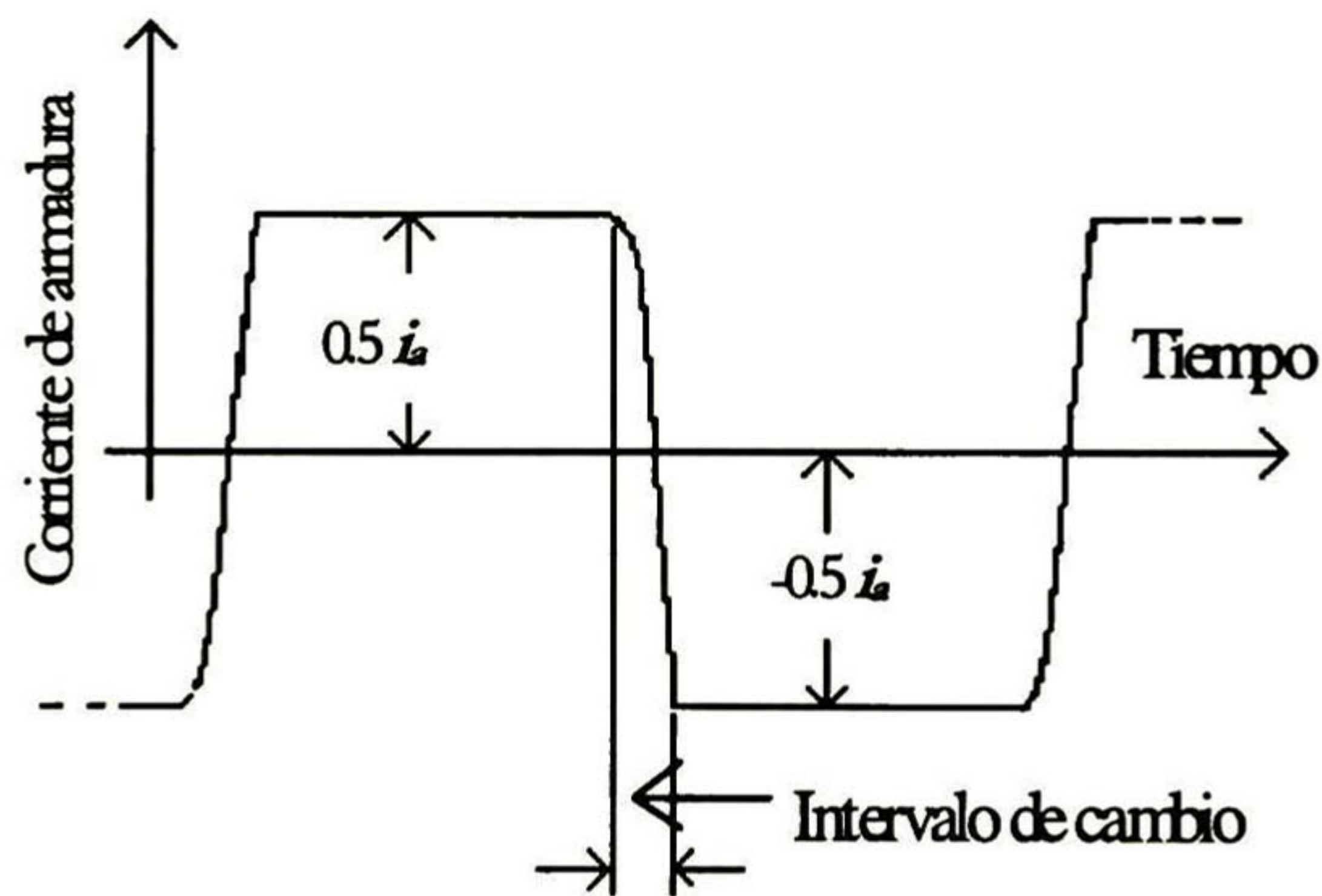


Figura 2.4 Corriente de un conductor

La fuerza electromotriz (**FEM**) inducida $E_a(t)$ está dada por [7,9]:

$$E_a(t) = K_a \omega \phi \quad V, \quad (2.3)$$

donde ω es la velocidad angular. Respecto a la distribución del flujo magnético a lo largo de la periferia del rotor, ésta se puede apreciar en la Fig. 2.5.

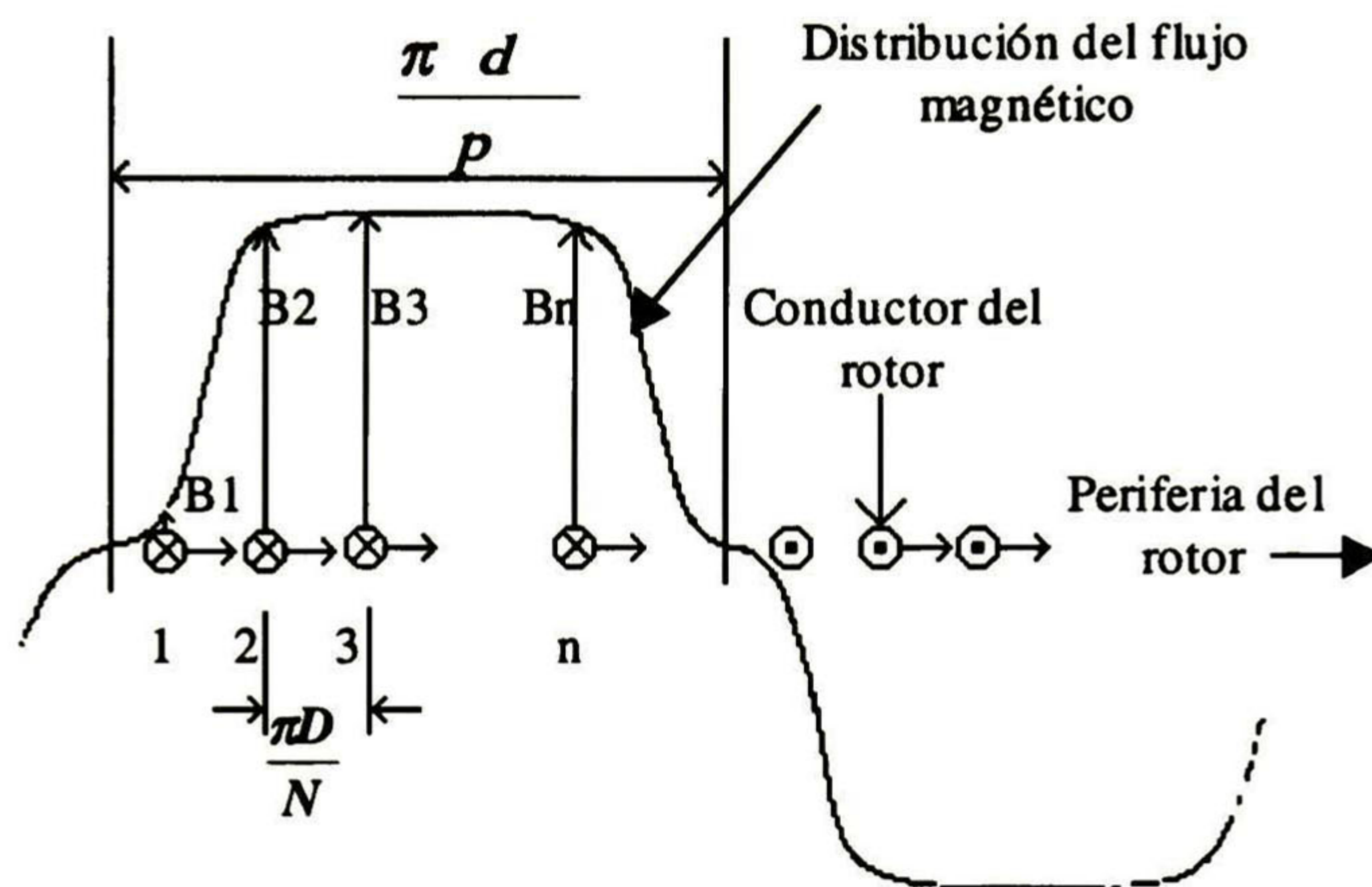


Figura 2.5 Distribución del flujo magnético

2.2.- CONFIGURACIONES DE LAS MÁQUINAS DE CD

Dependiendo de la conexión del embobinado de campo, con relación al embobinado de armadura, las máquinas de CD se clasifican como: (1) máquinas en derivación con excitación separada y shunt, (2) máquinas en serie y (3) máquinas compuestas. La máquina en derivación tiene su circuito de campo ya sea conectado en paralelo con la armadura o bien separado de ésta. El embobinado del campo de la máquina serie, como su nombre lo indica, se conecta en serie con la armadura. La máquina compuesta lleva un embobinado de campo en derivación y un embobinado de campo serie; ambos en los mismos polos. Los esquemas correspondientes a los dos primeros tipos de máquinas se muestran en la Fig. 2.6, mientras que el de la máquina compuesta se muestra en la Fig. 2.7. En todas estas figuras, R_f representa a la resistencia de campo, L_f a la inductancia de campo, R_a a la resistencia de armadura, L_a a la inductancia de armadura, V_f al voltaje de campo, V_a al voltaje de armadura y finalmente V_t al voltaje de alimentación. En la Fig. 2.7, donde se muestran las máquinas compuestas corta y larga, R_{f2} es la resistencia de campo número 2 y L_{f2} es la inductancia de campo número 2.

Una máquina eléctrica, además de consumir y entregar energía, también la almacena en forma electromagnética y cinética. Con base en la dirección del flujo de la energía se pueden identificar sus dos modos de operación. Se dice que la máquina está motorizando cuando la energía de una fuente eléctrica externa es conectada a las terminales del motor y ésta es

convertida a trabajo mecánico. Asimismo, se dice que está generando cuando la energía de un primomotor que mueve al rotor es convertida en energía eléctrica que fluye de las terminales hacia un circuito externo.

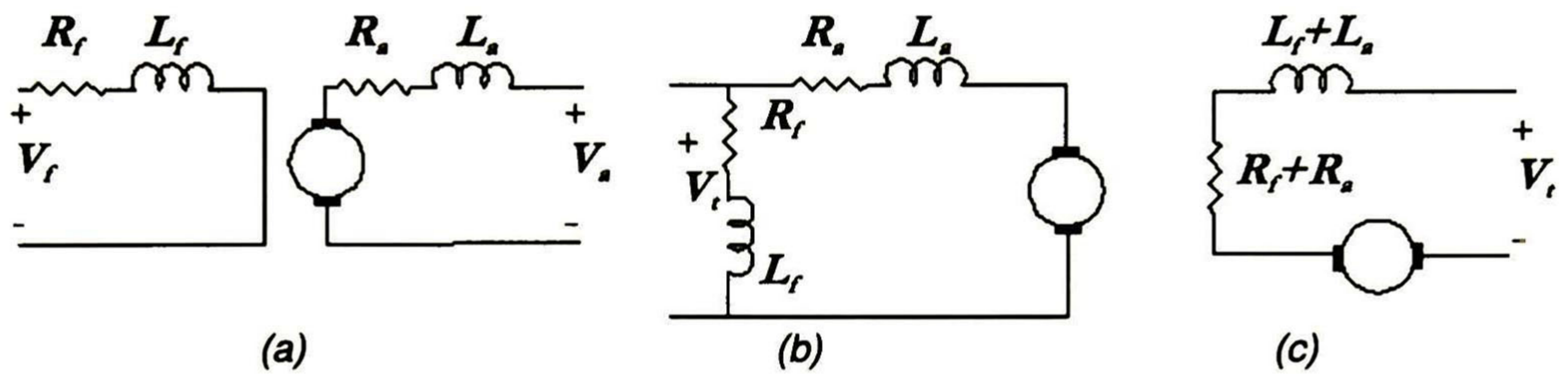


Figura 2.6 Motor con (a) excitación separada (b) excitación shunt (c) excitación serie

En el modo de motor, como se muestra en la Fig. 2.8a, el voltaje directo de una fuente externa aplicada a las terminales del embobinado de armadura inyecta una corriente $i_a(t)$ en contra de la fuerza electromotriz inducida en la armadura $E_a(t)$. La corriente $i_a(t)$, interactúa con el flujo del entrehierro para producir el par electromagnético $T_{em}(t)$. Se alcanza la velocidad de estado estable cuando $T_{em}(t)$ está balanceado con la fuerza de fricción $B\omega(t)$ y con el par de carga T_l .

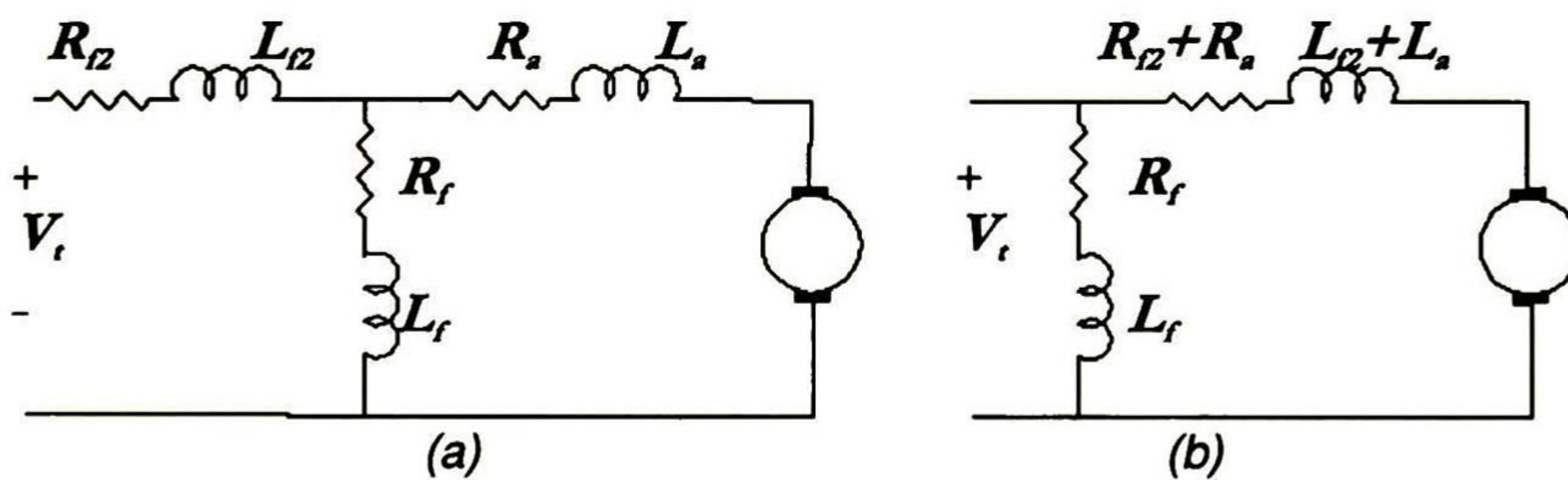


Figura 2.7 Motor (a) compuesto corto (b) compuesto largo

Cuando se tiene a la fuerza electromotriz inducida $E_a(t)$ en el embobinado de armadura con polaridad opuesta a la prescrita por el flujo de corriente $i_a(t)$, la ecuación de malla para dicho embobinado toma la siguiente forma:

$$V_a = E_a + R_a i_a(t) + V_{brush} + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad V \quad (2.4)$$

donde V_{brush} es la caída de voltaje en escobillas, la cual está en función del material de éstas, de la presión, de la densidad de corriente, de la temperatura, entre las principales variables. Cabe mencionar que la pequeña caída de tensión que generan las escobillas no se incorporará en

adelante ya que las mediciones en el circuito de armadura se efectuaron haciendo girar el rotor a la velocidad nominal incluyendo a V_{brush} en forma indirecta.

La ecuación mecánica queda entonces:

$$T_{em}(t) - T_{loss}(t) - T_l(t) = J \frac{d\omega}{dt} \quad N \cdot m \quad (2.5)$$

Para simplificar los cálculos aun más se suelen despreciar también a las pérdidas por fricción $T_{loss} = B\omega$.

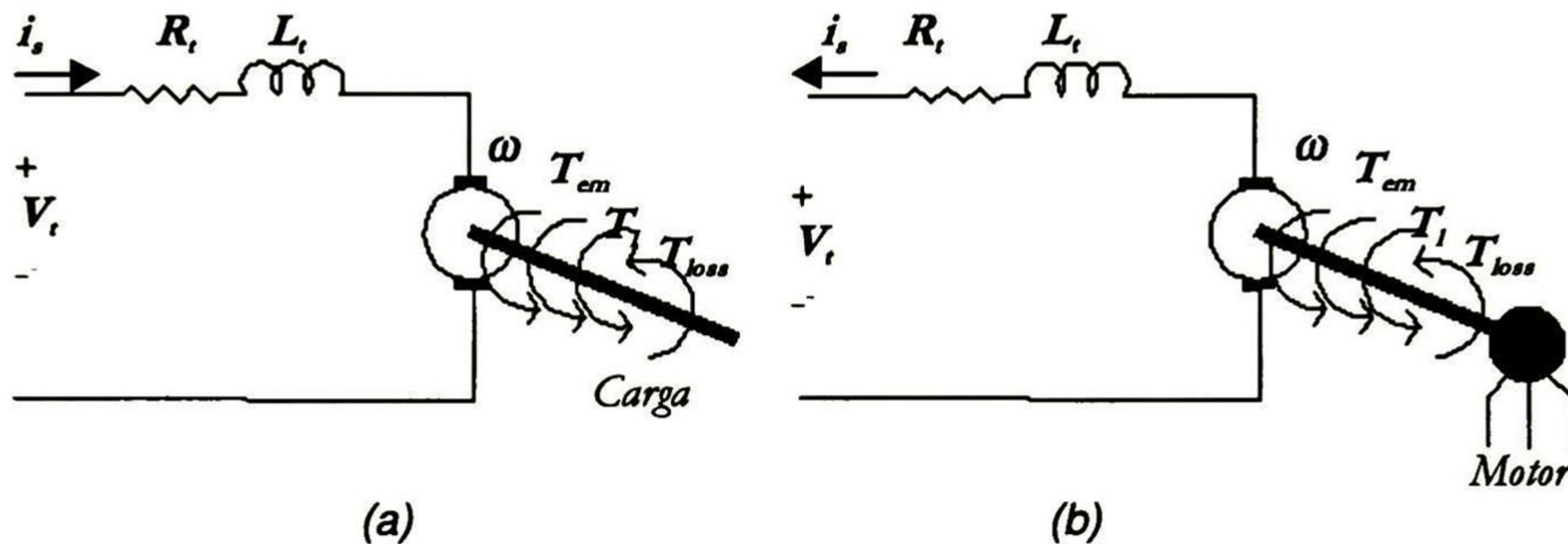


Figura 2.8 Máquina trabajando como (a) motor (b) generador

El modo de operación como generador se ilustra en la Fig. 2.8b donde se incluye a un primomotor que provee del torque que hace girar al rotor. La corriente de la máquina tiene que fluir hacia un circuito externo.

De la ecuación de voltajes de malla de un motor serie de CD en estado estable se tiene la siguiente expresión:

$$\omega = \frac{V_s - R_t i_s}{K_a \phi} \quad rad / s . \quad (2.6)$$

Esta expresión muestra que la velocidad de un motor serie de CD, puede ser controlada variando V_s , i_s ó R_t .

Control por variación de resistencia.- El efecto de una resistencia externa sobre la velocidad de operación de un motor serie de CD puede determinarse de la ecuación 2.6. Primero se suma a R_t el valor de la resistencia externa R_{ext} ; después, se sustituye el valor de la corriente $i_s = T_{em} / K_a \phi$, finalmente, se obtiene la expresión

$$\omega = \frac{V_s}{K_a \phi} - \frac{(R_t + R_{ext}) T_{em}}{K_a^2 \phi^2} \quad rad / s \quad (2.7)$$

Cuando los parámetros en el primer término de (2.7) permanecen constantes, la velocidad de operación puede ser ajustada variando R_{ext} . Un problema de este tipo de control es que las

resistencias externas disipan mucha energía y en motores grandes estas suelen ser voluminosas y caras.

Control por variación de voltaje.- Como se puede apreciar de una manera clara en la ecuación 2.6, la velocidad de un motor serie de CD puede ser controlada variando el voltaje V_s . Esta variación se puede implementar con una fuente de CD ajustable que puede ser obtenida de otra máquina de CD o bien de un convertidor electrónico. Esta última es la opción de control que se implementa en esta tesis.

Control por variación de corriente.- De la ecuación 2.6 se puede apreciar que es otra opción de control de velocidad de un motor serie mediante la corriente i_s que circula por el motor.

2.3.- MEDICIONES Y PRUEBAS DE LABORATORIO A UN MOTOR DE 1 hp.

Para el desarrollo de esta tesis se utilizó un motor serie de CD de 1hp. Toda aplicación de máquinas eléctricas requiere de información técnica sobre sus parámetros de funcionamiento. Los más usuales son proporcionados por el fabricante como son: 1725rpm, 12V, a 60A. Ciertas aplicaciones, como es la de esta tesis, requieren datos adicionales que deben ser obtenidos por el usuario mediante pruebas. A continuación se describen las pruebas realizadas y resultados obtenidos para el motor empleado en la tesis.

2.3.1.- Resistencia de las Bobinas de Campo y Armadura

Para medir la resistencia de un devanado, ya sea el de armadura o el de campo, primero éstos deben ser separados; luego, se pone un reóstato " $R_{variable}$ " en serie con el devanado a caracterizar y se hace circular una corriente a través del arreglo serie mediante una fuente de voltaje directo V_s ; esto se muestra en la Fig. 2.9a. Se procede ahora a medir la corriente circulante i_m y la caída de voltaje en las terminales del devanado V_m . La medición se repite para distintas posiciones del reóstato y se hace un promedio para determinar la resistencia del devanado. Esta es la forma en que se determinó la resistencia del devanado de campo, para la cual se realizaron las tres mediciones que se proporcionan en la tabla 2.1.

Para el devanado de armadura se consideró conveniente tomar las mediciones con el rotor girando como se esquematiza en la Fig. 2.9b. Para ello se utilizó un primomotor que le diera la velocidad angular nominal y se registraron las 3 lecturas de la tabla 2.2. Las mediciones de corriente para ambos devanados se realizaron con un sensor de efecto Hall.

Tabla 2.1 Valores obtenidos en devanado de campo

$n - \text{ésimo} \downarrow$	$V_m(mV)$	$i_m(A)$	$R_f(m\Omega)$
1	47.90	59.40	8.06
2	22.60	27.60	8.19
3	14.60	17.90	8.15
PROMEDIO			8.13

Tabla 2.2 Valores obtenidos en devanado de armadura

$n - \text{ésimo} \downarrow$	$V_m(mV)$	$i_m(A)$	$R_a(m\Omega)$
1	82.72	17.60	47.00
2	70.11	14.80	47.37
3	62.06	13.00	47.74
PROMEDIO			47.37

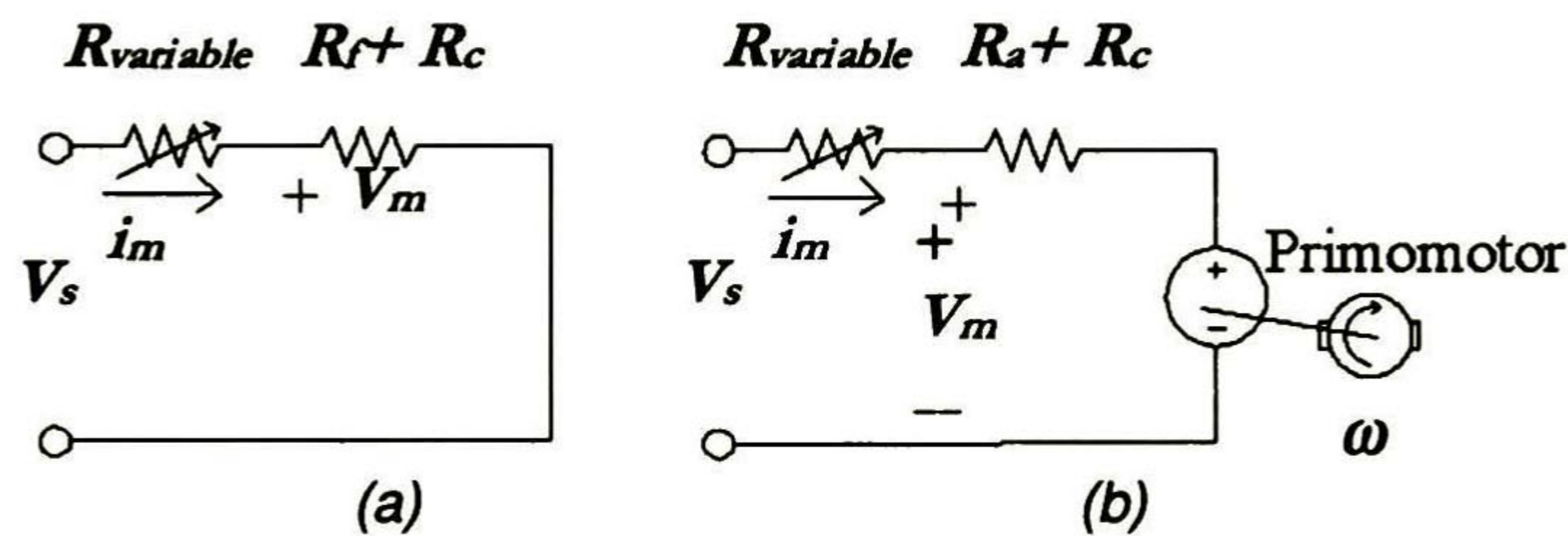


Figura 2.9 Obtención de valor resistivo de circuito de (a) campo (b) armadura

2.3.2.- Medición de Inductancia del Motor

La Fig. 2.10a muestra el esquema eléctrico del motor serie funcionando con el rotor libre.

La ecuación de malla para este esquema es:

$$v_s = E_a + R_t i_s + L_t \frac{di_s}{dt} \quad V, \quad (2.8)$$

donde

$$E_a = K_a \phi \omega \quad V, \quad (2.9)$$

v_s es un escalón de voltaje de amplitud V_s , i_s es la corriente total del motor, R_t es la resistencia total de ambos devanados en serie mas una resistencia externa y L_t es la inductancia total de éstos. Cabe hacer notar que las mediciones de R_t y L_t también incluirán a las resistencias y las inductancias espurias del cableado. La ecuación 2.9 indica que E_a depende de la velocidad ω del rotor. La ecuación 2.8 entonces se simplifica cuando $\omega=0$. Se procede pues a bloquear el

motor y su circuito representativo ahora es el de la figura 10b. La solución de la ecuación 2.8 para un voltaje de excitación representado por un escalón $v_s = V_s u(t)$ es la siguiente:

$$i_s = \left(1 - \exp\left(-\frac{R_t}{L_t} t\right) \right) \frac{v_s}{R_t} \quad A \quad (2.10)$$

Esta solución también se obtuvo experimentalmente para el motor empleado en la tesis. Las gráficas de i_s , tanto la teórica como la experimental, se proporcionan en la Fig. 2.11. Con la curva experimental fue posible estimar L_t . Puesto que cualquiera de sus puntos proporcionan el valor de la corriente y el del tiempo y además como se conocen $V_s = 11.253V$ y $R_t = 0.149\Omega$, mediante la expresión 2.10 se puede despejar a L_t .

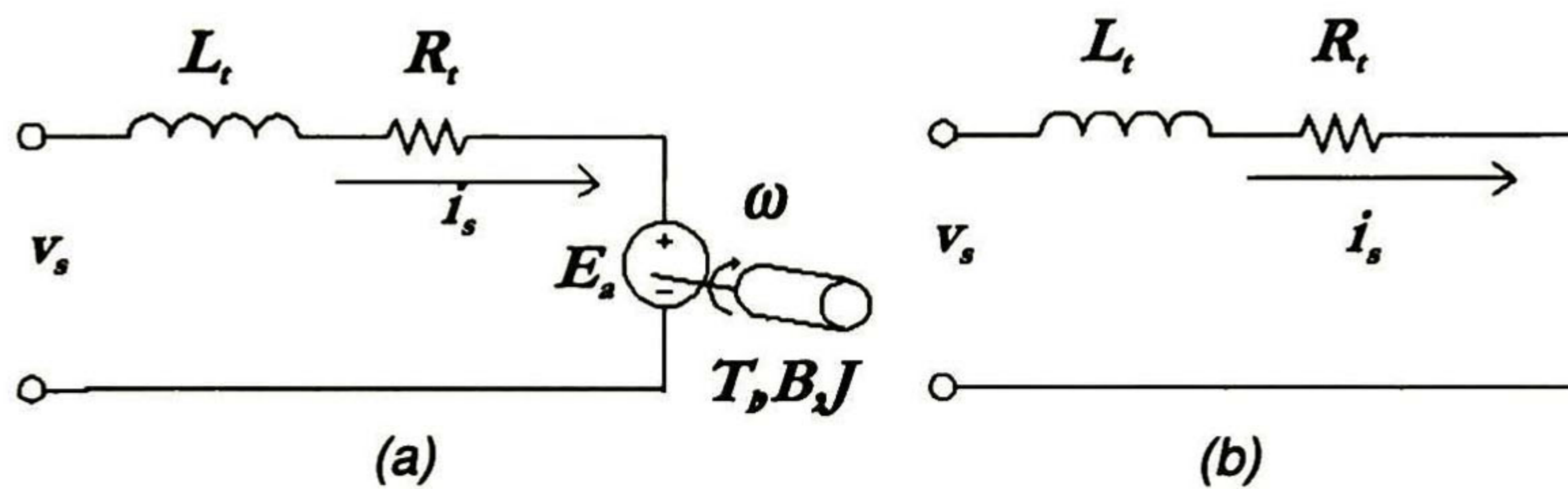


Figura 2.10 Motor de CD (a) configuración serie (b) con rotor bloqueado

Como detalle adicional cabe decir que, para el experimento, R_t se incrementó con una resistencia externa en serie de 0.0935Ω . Esto con el fin de limitar el valor pico de la corriente transitoria. Otro detalle importante es que, aunque en teoría cualquier punto de la Fig. 2.11 podría haberse usado para determinar L_t , es preferible usar uno de la porción anterior a la rodilla de la curva. De hecho, se comprobó por prueba y error que los puntos mas adecuados eran los comprendidos entre 30 y 45A. Aquí se usó específicamente el punto con $i_s = 45A$ para un tiempo $t = 900\mu s$. La curva simulada se obtuvo entonces con $L_t = 150\mu H$.

2.3.3.- Medición de la Curva de Magnetización.

El procedimiento aquí empleado para obtener la curva de magnetización del motor se describe a continuación. Primero, se separan los embobinados de armadura y de campo como se puede apreciar en la Fig. 2.12; luego, al devando de campo se le inyecta una corriente i_f ; después, con un primomotor se hace girar el rotor; finalmente, se registran la corriente del campo i_f y el voltaje inducido E_a en las terminales del rotor. Al hacer variar la corriente inyectada i_f , las mediciones arrojan la curva de magnetización. Para el motor utilizado, la

inyección de corriente se hizo con una batería y con un reóstato en serie que permitiera variar dicha corriente. La curva de magnetización obtenida se muestra en la Fig. 2.13. Esta curva fue elaborada con 20 puntos.

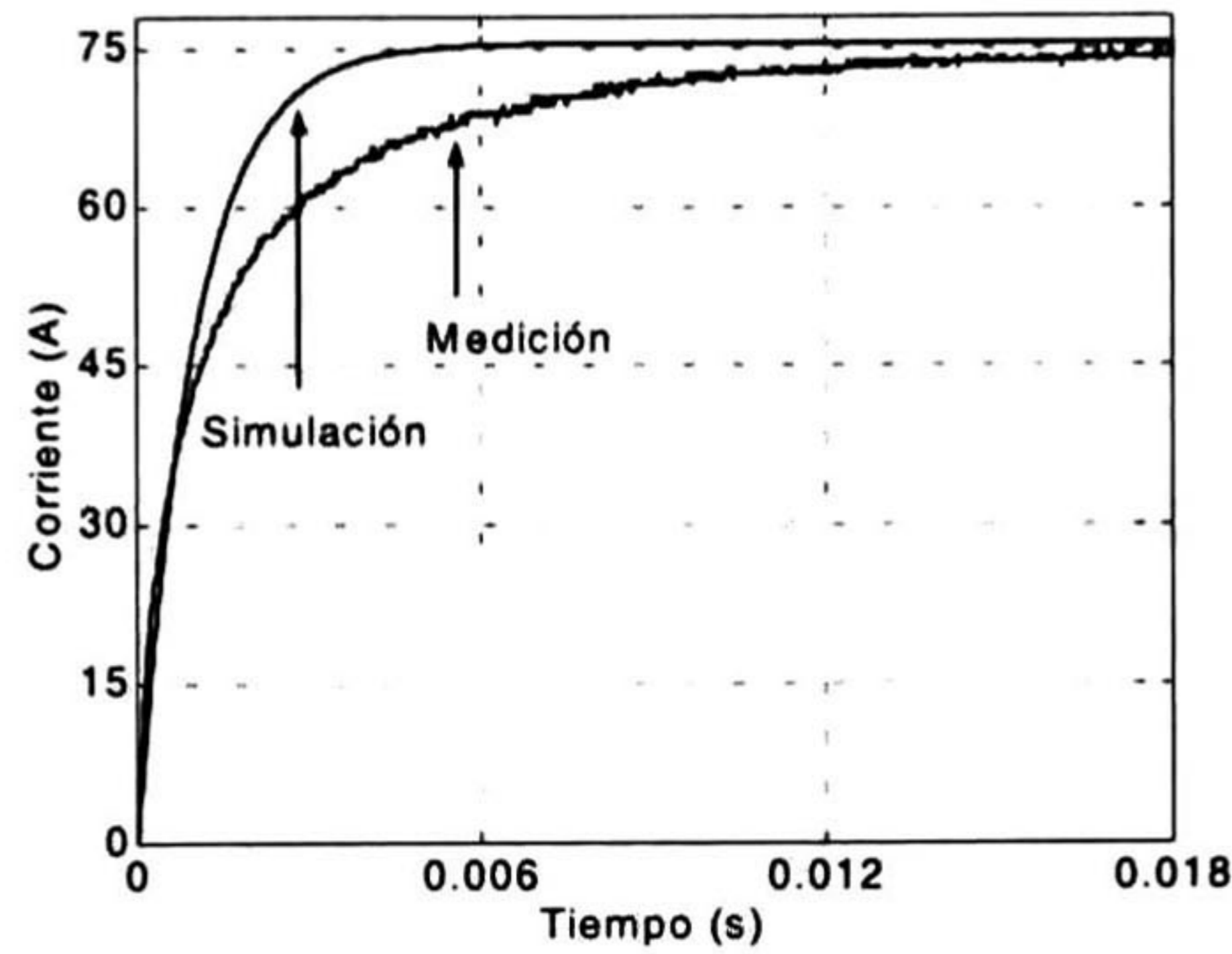


Figura 2.11 Gráfica de corriente transitoria estimada y medida.

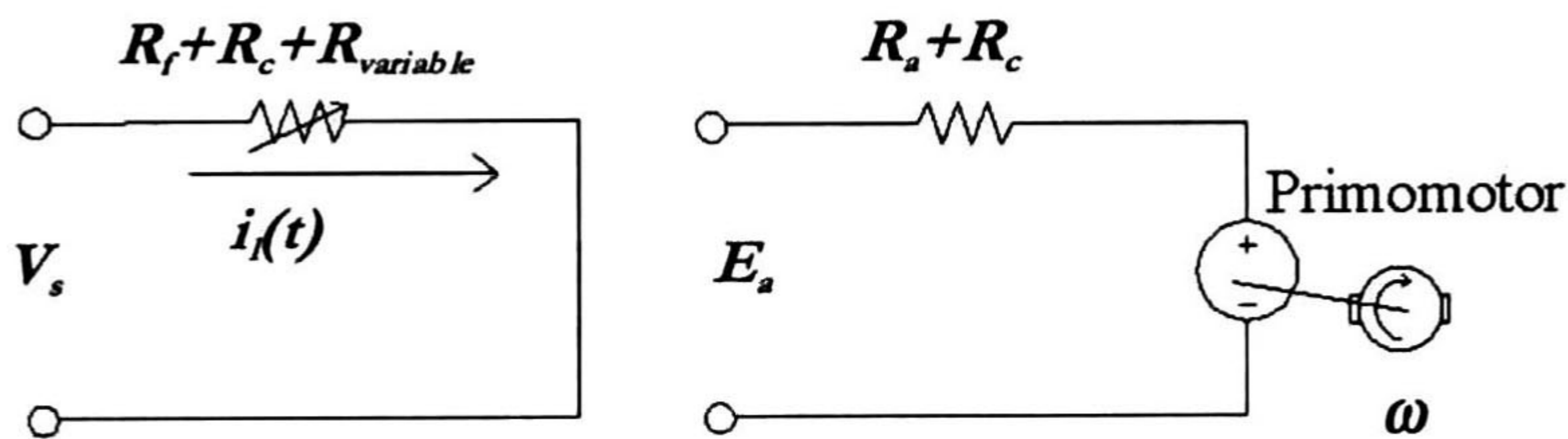


Figura 2.12 Esquema de la conexión utilizada para medir la curva de magnetización del motor de CD

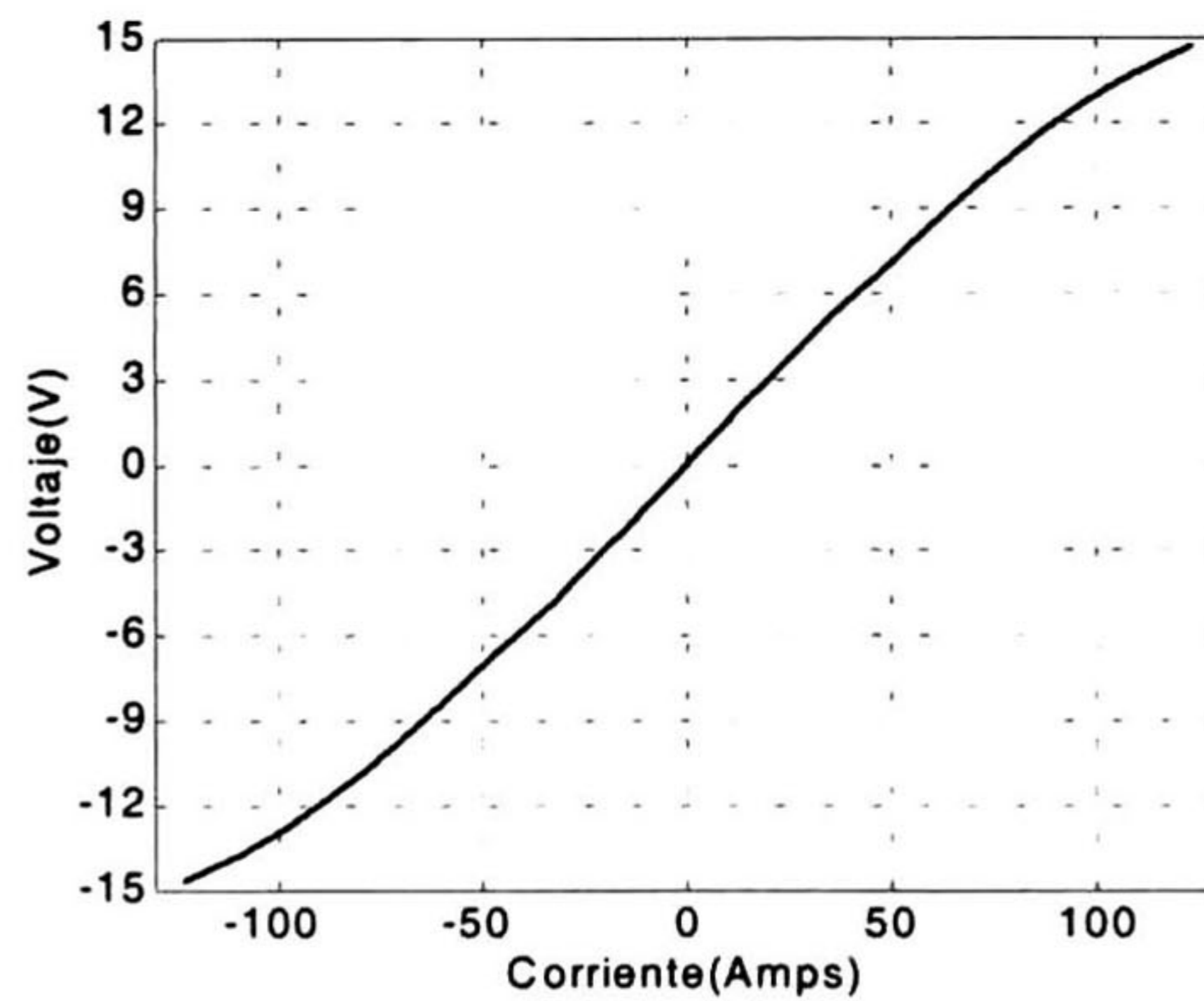


Figura 2.13 Curva de magnetización obtenida experimentalmente

Cabe mencionar que la curva de magnetización muestra un comportamiento muy cercano a la linealidad y con esto se simplifica el modelo del motor cuando se toma un valor inductivo constante L_r .

2.3.4.- Parámetros Mecánicos

Los parámetros mecánicos más significativos para la caracterización de un motor son la constante de fricción y la constante de inercia. En este trabajo se decidió despreciar las pérdidas debidas a la fricción. Dado que no se contó con un dinamómetro, la constante de inercia se obtuvo con una técnica que emplea mediciones y resultados de simulación, la cual se describe en la siguiente sección. El valor obtenido fue de $J=0.06\text{kg.m}^2$.

2.4.- SIMULACIÓN DE LA OPERACIÓN DE UN MOTOR DE 1 hp

El funcionamiento electromecánico del motor de CD en serie está descrito por las ecuaciones 2.1, 2.5, 2.8 y 2.9. Adicionalmente se requiere conocer la relación entre la corriente que circula por el campo, en este caso i_s , y la fuerza electromotriz E_a . Esta es una relación no lineal de la forma:

$$E_a = f(i_s),$$

La fuerza electromotriz E_a puede ser cuantificada utilizando la curva de magnetización que se ilustra en la Fig. 2.13 a la velocidad de $\omega_0=1725\text{rpm}$ y al escalar esta se tendrá [9]:

$$\frac{E_{a0}}{\omega_0} = K_a \phi = \frac{E_a}{\omega} \quad (2.11)$$

La fig. 2.14 muestra el diagrama de bloques del modelo del motor utilizando, el cual se obtuvo empleando las ecuaciones 2.1, 2.5, 2.8, 2.9 y 2.11 así como la utilidad ABM (Analog Behavioral Modeling) de PSpice.

Primeramente, el subdiagrama 1 en la Fig. 2.14 representa a la curva de magnetización del motor utilizado junto con sus constantes de escalamiento de acuerdo con (2.11).

La ecuación 2.1 ahora se adecúa de la siguiente forma para la conexión serie:

$$T_{em}(t) = K_a \phi i_s(t).$$

Esta ecuación, además, se combina con (2.11) para dar:

$$T_{em} = \frac{E_{a0}}{\omega_0} i_s(t). \quad (2.12)$$

El subdiagrama 2 de la Fig. 2.14 representa a esta última ecuación.

La ecuación 2.8, para fines de modelado, se expresa de la siguiente forma:

$$i_s(t) = \frac{1}{L_t} \int (v_s - E_a - R_t i_s(t)) dt \quad V \quad (2.13)$$

El subdiagrama 3 de la Fig. 2.14 implementa a esta ecuación.

Finalmente la ecuación 2.5, para fines del modelado, se expresa de la siguiente forma:

$$\omega = \frac{1}{J} \int (T_{em} - T_l) dt \quad rad / s . \quad (2.14)$$

El subdiagrama 4 de la Fig. 2.14 corresponde a esta ecuación.

Con relación al uso de la herramienta ABM, cabe mencionar que todos los cálculos en los bloques analógicos fueron hechos con voltajes y, por ello, se debe tener cuidado con las unidades al interpretar los resultados. En este modelo es posible obtener “mediciones” de cualquier variable, tanto eléctrica como mecánica. Una muestra de ello son las figuras 2.16, 2.17 y 2.18. Cabe mencionar que el modelo fue utilizado además para la determinación de la constante de inercia J .

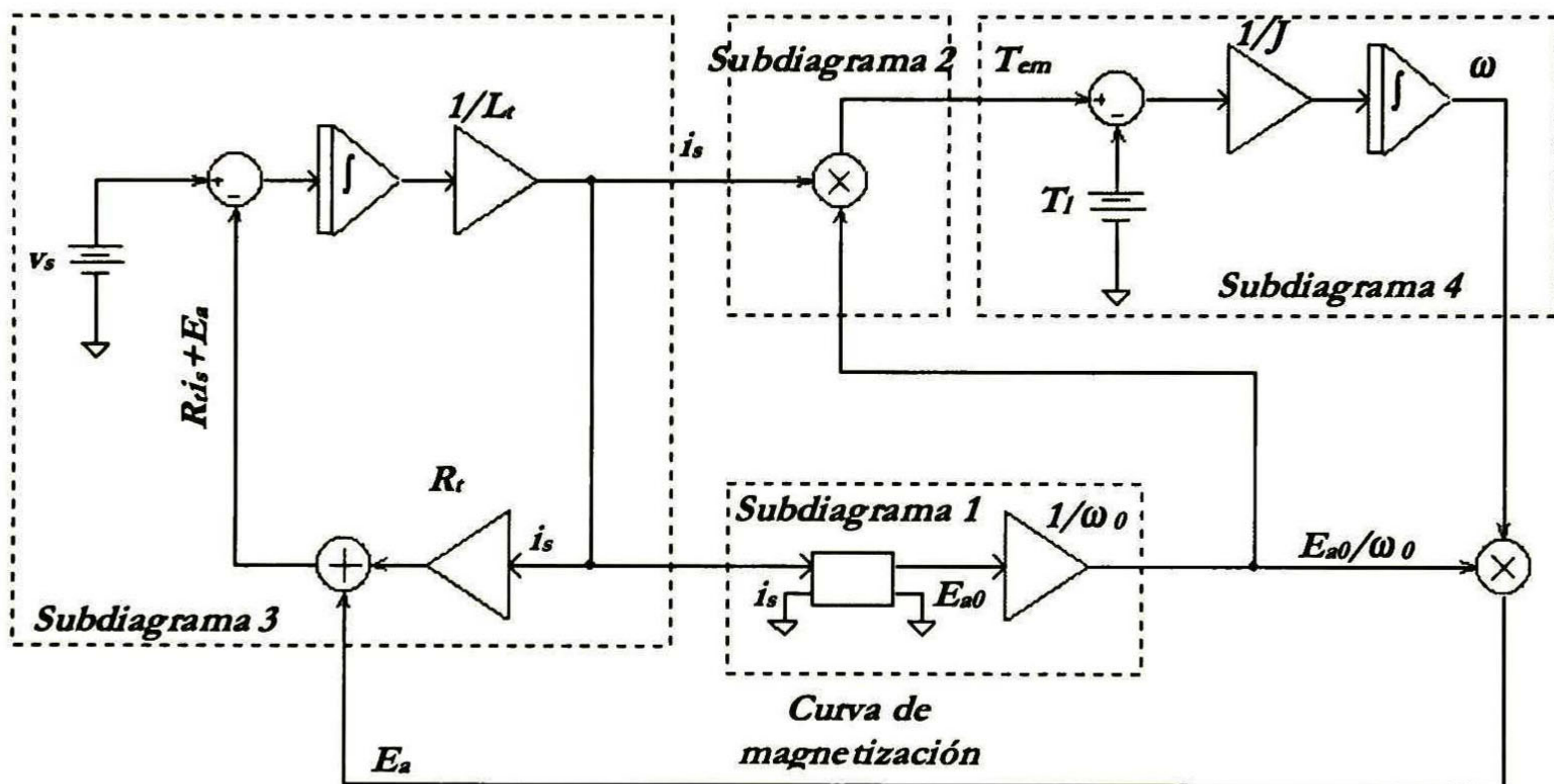


Figura 2.14 Modelo ABM de un motor de CD en Pspice

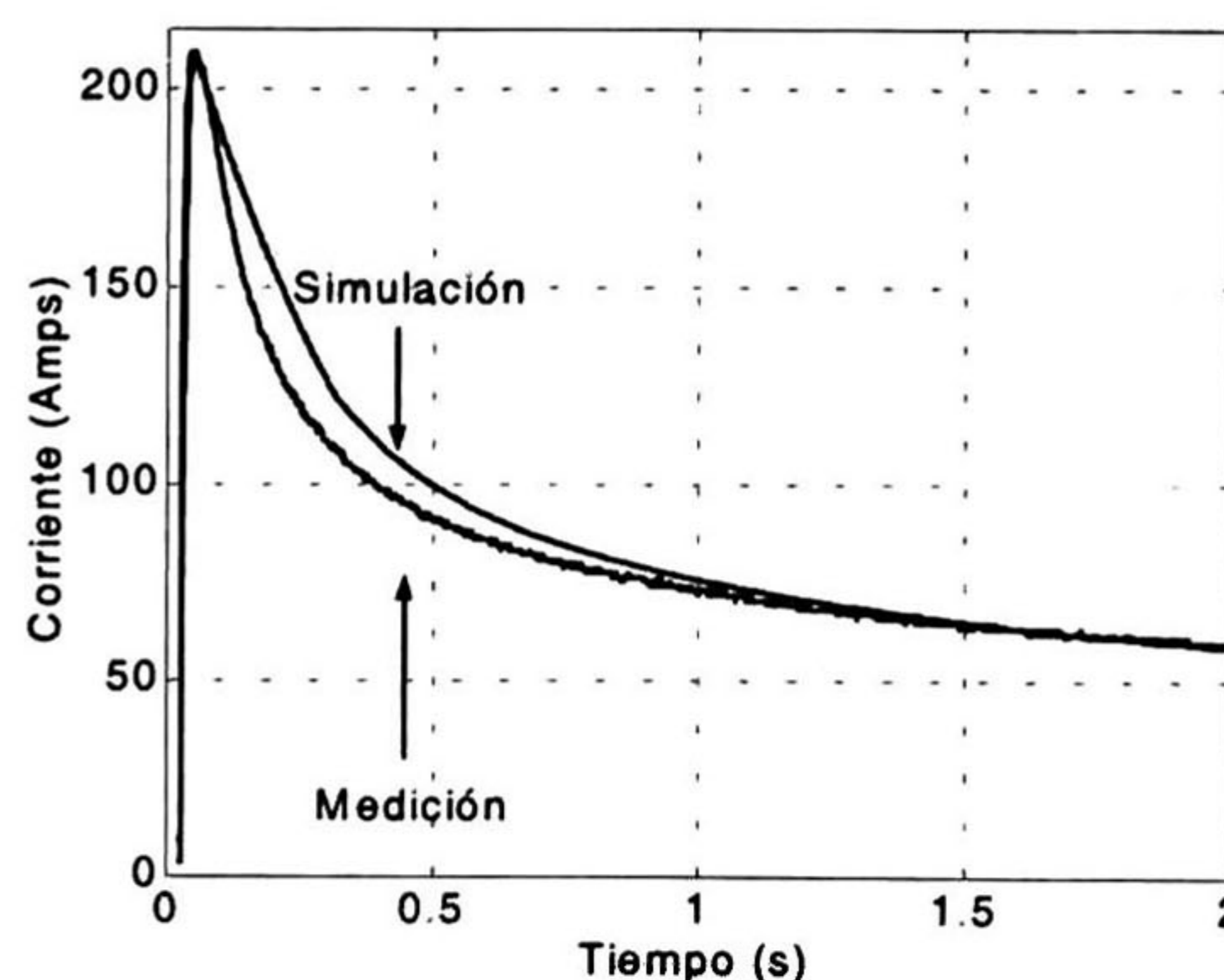


Figura 2.15 Comparación de la corriente medida y simulada de un motor de CD serie

Los parámetros del modelo del motor utilizado son todos conocidos, a excepción de la constante de inercia J . Para determinar ésta, se hizo una prueba de arranque del motor sin carga y con voltaje de alimentación de 12V. Se registró la corriente transitoria durante el primer segundo de operación. La gráfica de ésta se proporciona en la Fig. 2.15. Después se procedió a simular dicho experimento con diferentes valores de J , hasta que con uno de ellos se obtuvo una buena concordancia entre las curvas medias y simulada de corriente i_a . La curva simulada con el valor elegido de $J=0.06\text{kg}\cdot\text{m}^2$ se incluye también en la Fig. 2.15.

Una vez que el motor utilizado quedó bien caracterizado se procedió a realizar otras simulaciones. Estas consistieron en obtener diferentes características transitorias de arranque del motor para diferentes voltajes de alimentación, desde 4 hasta 12 volts.

La Fig. 2.16a ilustra la forma en que el transitorio de corriente es mayor en la medida en que se incrementa el voltaje de alimentación. De estas gráficas se sigue la recomendación de iniciar la operación del motor a tensión reducida. Ello incrementa la vida tanto del motor como de la fuente de alimentación. La Fig. 2.16b ilustra las curvas de par electromagnético generada por el motor para los mismos voltajes de alimentación de 4, 6, 8, 10 y 12V. De la comparación de éstas con las de la Fig. 2.16a se puede apreciar que existe una relación al cuadrado entre la corriente y el par.

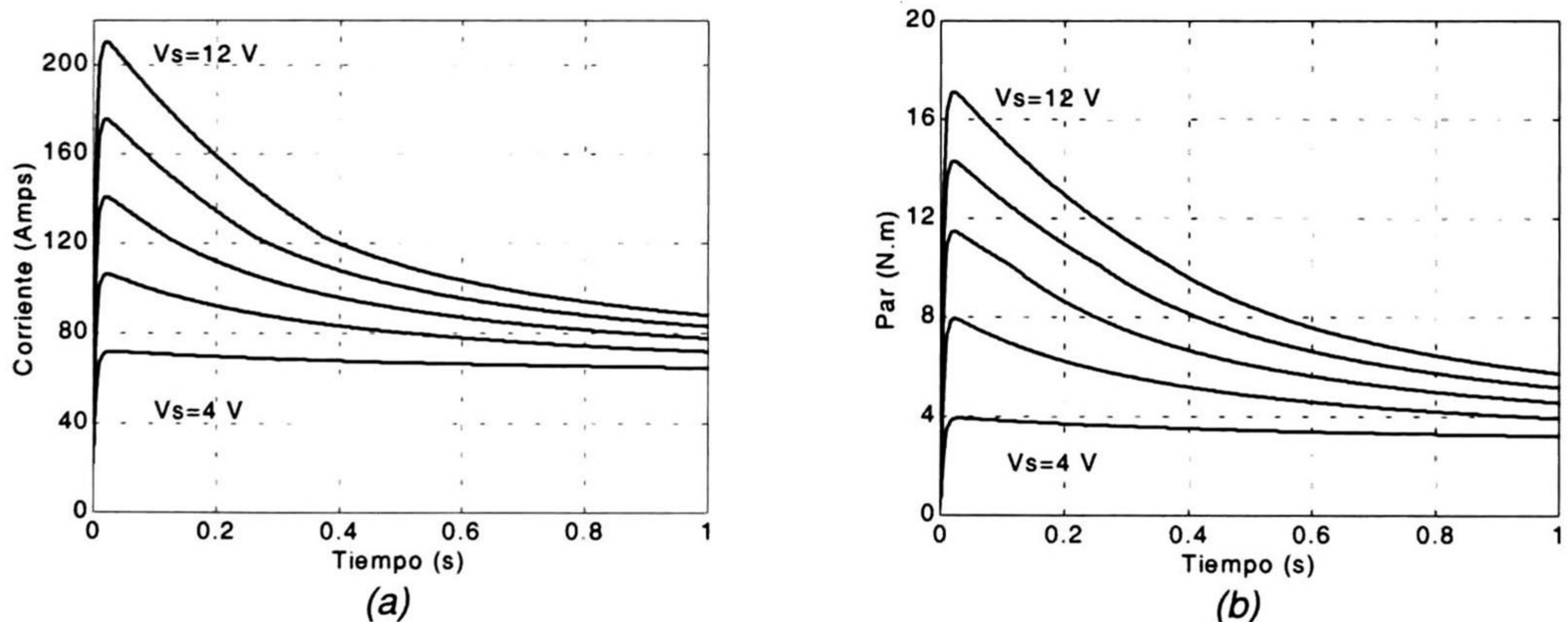


Figura 2.16 Simulación del arranque de un motor de CD para distintos voltajes de alimentación (a) curvas de corriente en los devanados (b) curvas de pares electromagnéticos

La Fig. 2.17a muestra las curvas de velocidad angular de arranque del motor para el mismo conjunto de voltajes de alimentación antes mencionado. En esta figura se aprecia el efecto del

voltaje de alimentación en el control de la velocidad del motor. La Fig. 2.17b ilustra la fuerza electromotriz, o voltaje inducido en el circuito de armadura, que se produce cuando las líneas de flujo magnético de los polos del estator cortan a los conductores del rotor en movimiento. De la comparación de 2.17a y 2.17b se puede apreciar que existe una relación de proporcionalidad entre la velocidad angular y la fuerza electromotriz inducida.

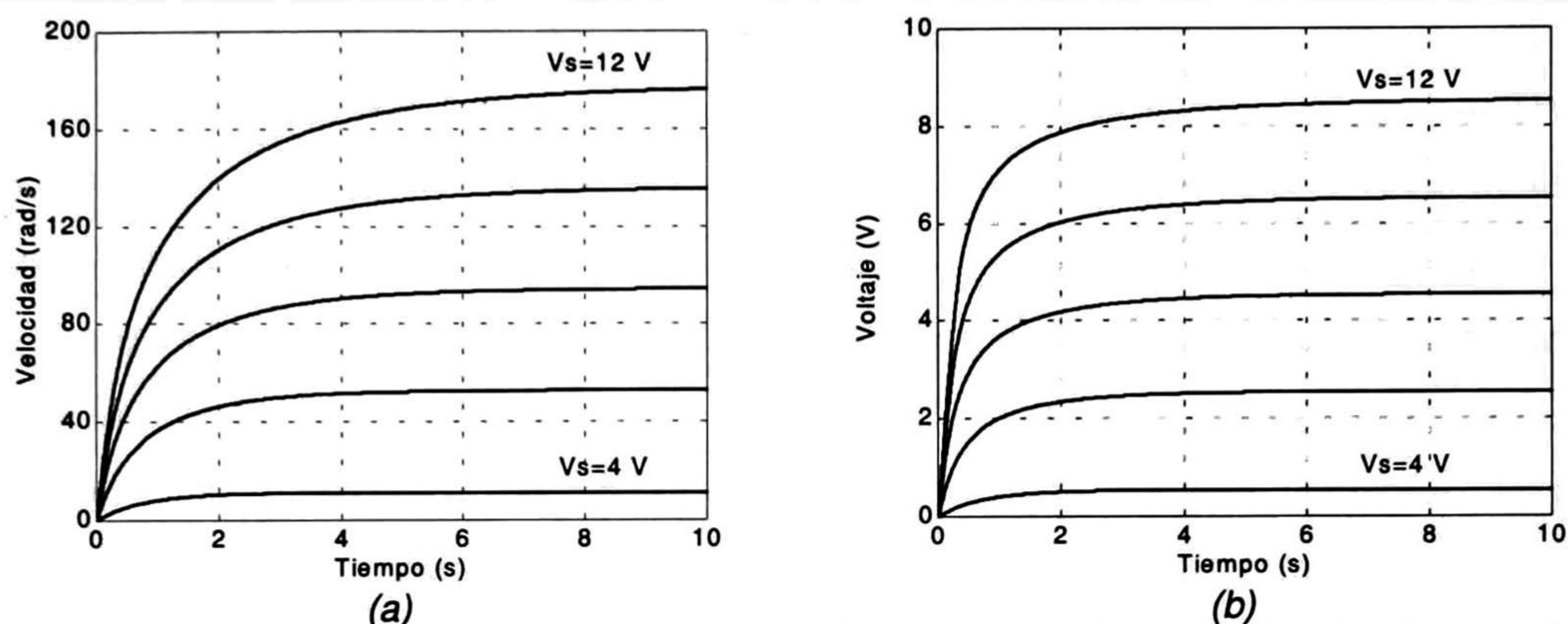


Figura 2.17 Simulación del arranque de un motor de CD para distintos voltajes de alimentación (a) curvas de velocidad angular (b) curvas de la fuerza electromotriz

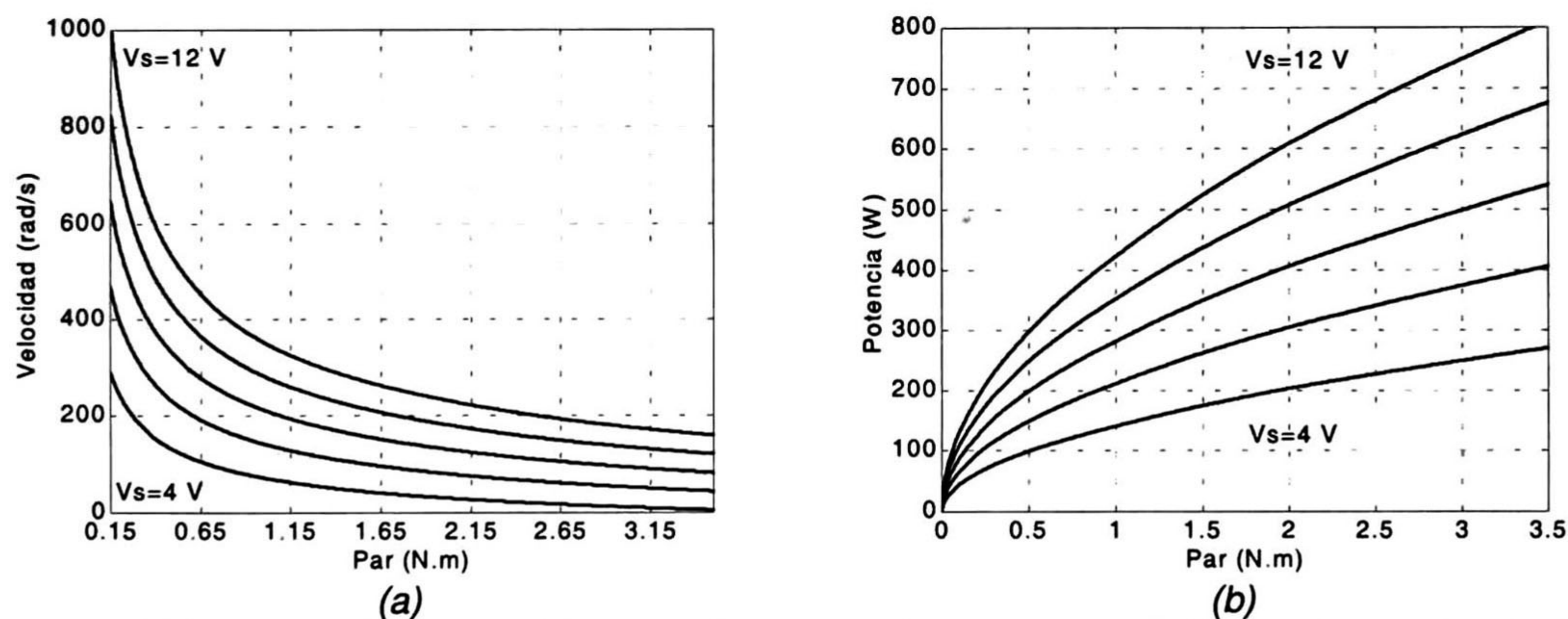


Figura 2.18 Curvas de (a) velocidad angular vs par de carga para distintos valores de voltaje de alimentación (b) potencia de alimentación al motor vs par para los mismos voltajes.

La Fig. 2.18a ilustra una familia de curvas de par carga vs velocidad angular de las que se puede apreciar la importancia de arrancar a este tipo de motores con carga; ya que, de no ser así, éstos alcanzan velocidades muy por arriba de la nominal pudiendo conducir a la destrucción del motor. Esta es una característica propia de los motores serie de CD.

Finalmente la Fig. 2.18b ilustra un conjunto de curvas par de carga *vs* potencia las cuales presentan la forma en que se efectúa el consumo energético en el motor al momento de tener fluctuaciones de par y de voltaje de alimentación.

2.5.- OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO

En este capítulo se ha dado una descripción básica de la construcción de un motor de CD así como de su operación. Se han proporcionado las ecuaciones que describen su comportamiento electromecánico cuando se encuentra en configuración serie. Se han descrito también las técnicas empleadas para la caracterización del motor utilizado en la tesis y se han proporcionado los parámetros obtenidos. Dichos parámetros se han utilizado para implementar un modelo del motor de CD en el programa PSpice con la utilería Analog Behavioral Modeling (ABM).

Mediante el modelo se han obtenido simulaciones del funcionamiento del motor, las cuales han sido comparadas con pruebas experimentales. La concordancia entre ambas ha sido satisfactoria.

Cabe mencionar que la combinación de mediciones y simulaciones han permitido caracterizar el parámetro inercia del motor que, por falta del instrumento apropiado no había podido ser medido en forma directa.

DESCRIPCIÓN GENERAL DE UN CONTROL DE MOTOR DE CD EN SERIE

3.1.- FUNCIONES GENERALES

Los controles de motores de CD en serie son dispositivos usualmente de tipo electrónico cuyo principal objetivo es hacer variar o mantener la velocidad de un motor eléctrico de acuerdo con una señal proporcionada por el operador. Típicamente el operador actúa modificando la posición de un pedal acelerador, la cual se traduce en una señal de voltaje de referencia mediante un reóstato. La potencia de salida del controlador es a su vez proporcional a dicho voltaje de referencia. Cabe mencionar que, además de la potencia eléctrica suministrada, la velocidad del motor dependerá de la carga mecánica, la cual es variable en el caso de vehículos eléctricos.

El controlador debe pues dosificar la energía eléctrica que proviene de un banco de baterías. Para las baterías comerciales la tensión nominal de salida suele ser de 12V. El voltaje de operación de los motores de CD para las aplicaciones contempladas en esta tesis está en el rango entre los 12 y los 72V. Para lograr este último se deben conectar seis baterías en serie. La potencia eléctrica contemplada para el motor de CD está en el rango entre uno y 30hp. Tomando en consideración que los niveles de voltaje entregados al motor son relativamente bajos, se comprenderá que las corrientes manejadas por el controlador sean altas; entre los 100 y los 650A.

La figura 3.1 muestra el diagrama de bloques de un control convencional de motor de CD en serie. Cada bloque representa las diferentes funciones que dicho control debe realizar. Estas se describen con mayor detalle a continuación; posteriormente se hace referencia a un control comercial.

3.2.- SISTEMA DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM)

Gran cantidad de equipos electrónicos utilizan la modulación por ancho de pulso, también conocida como PWM “Pulse Width Modulation” Básicamente una señal de PWM está formada por un conjunto de pulsos rectangulares de amplitud máxima constante y de duración variante en el tiempo. Para generar la señal PWM, típicamente se comparan una señal triangular y una señal de CD variante en el tiempo como se ilustra en la Fig. 3.2. En el equipo

convencional analizado se pudo observar que la señal triangular fue remplazada por una señal V_{exp} formada por dos segmentos exponenciales, uno creciente denotado por V_{exp1} y el otro una decreciente denotado por V_{exp2} . La señal exponencial es comparada con una señal de referencia V_{ref} la cual, cuando varía aumenta o disminuye la velocidad del motor. Esto se ilustra en la Fig. 3.3.

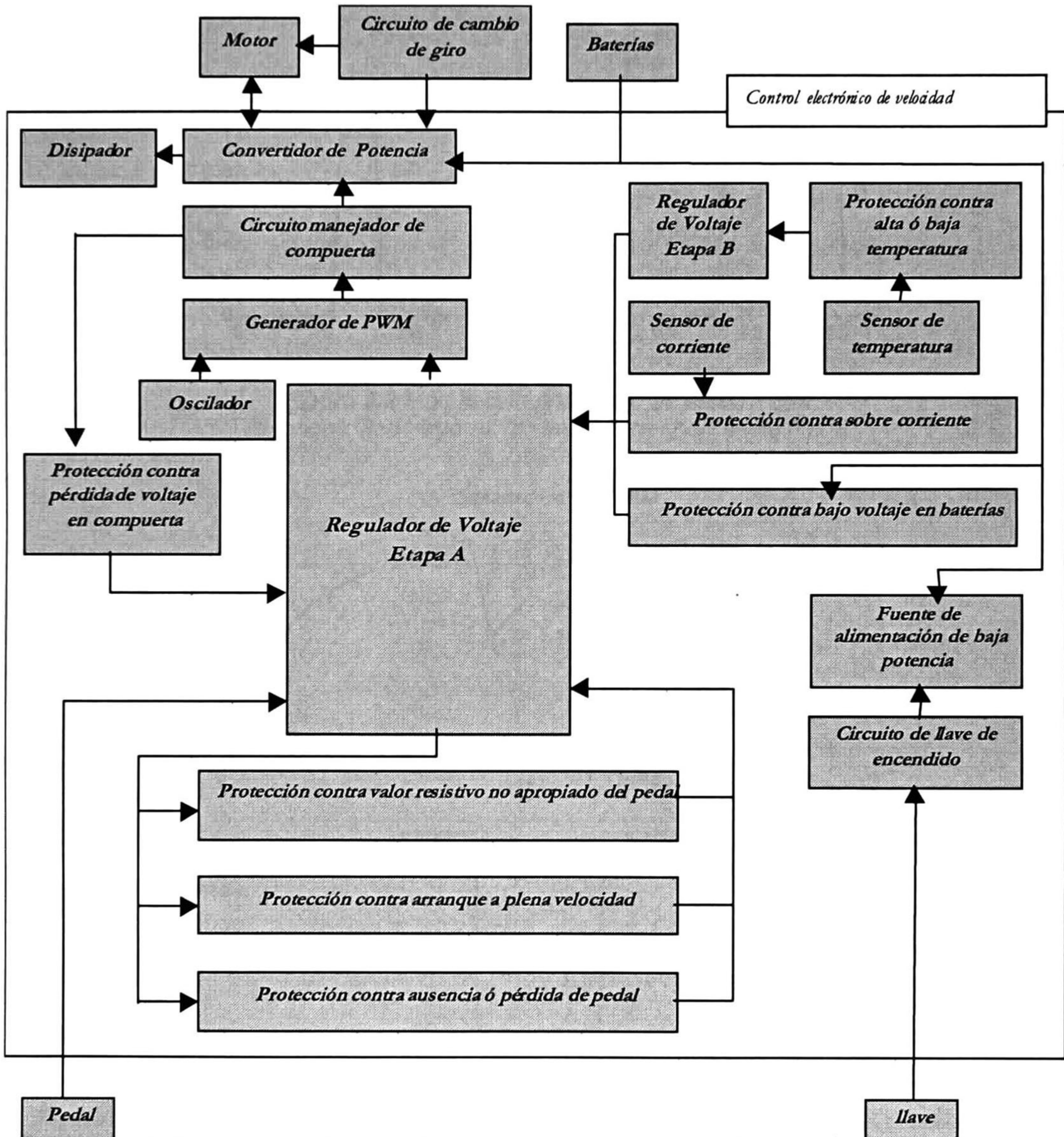


Figura 3.1 Diagrama a bloques de un control convencional de motores de CD en serie.

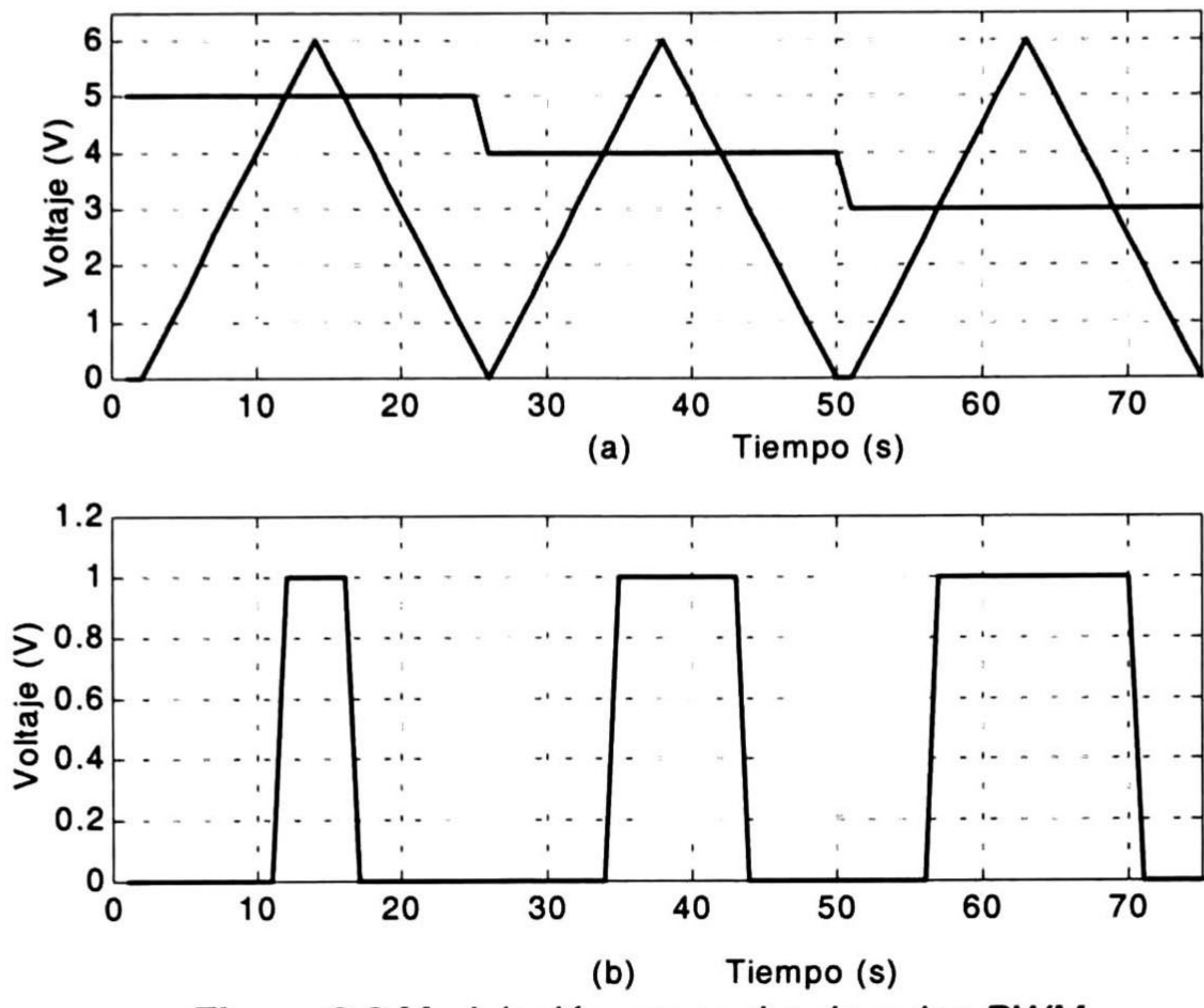


Figura 3.2 Modulación por ancho de pulso PWM
 (a) ondas Generadoras (b) señal correspondiente PWM

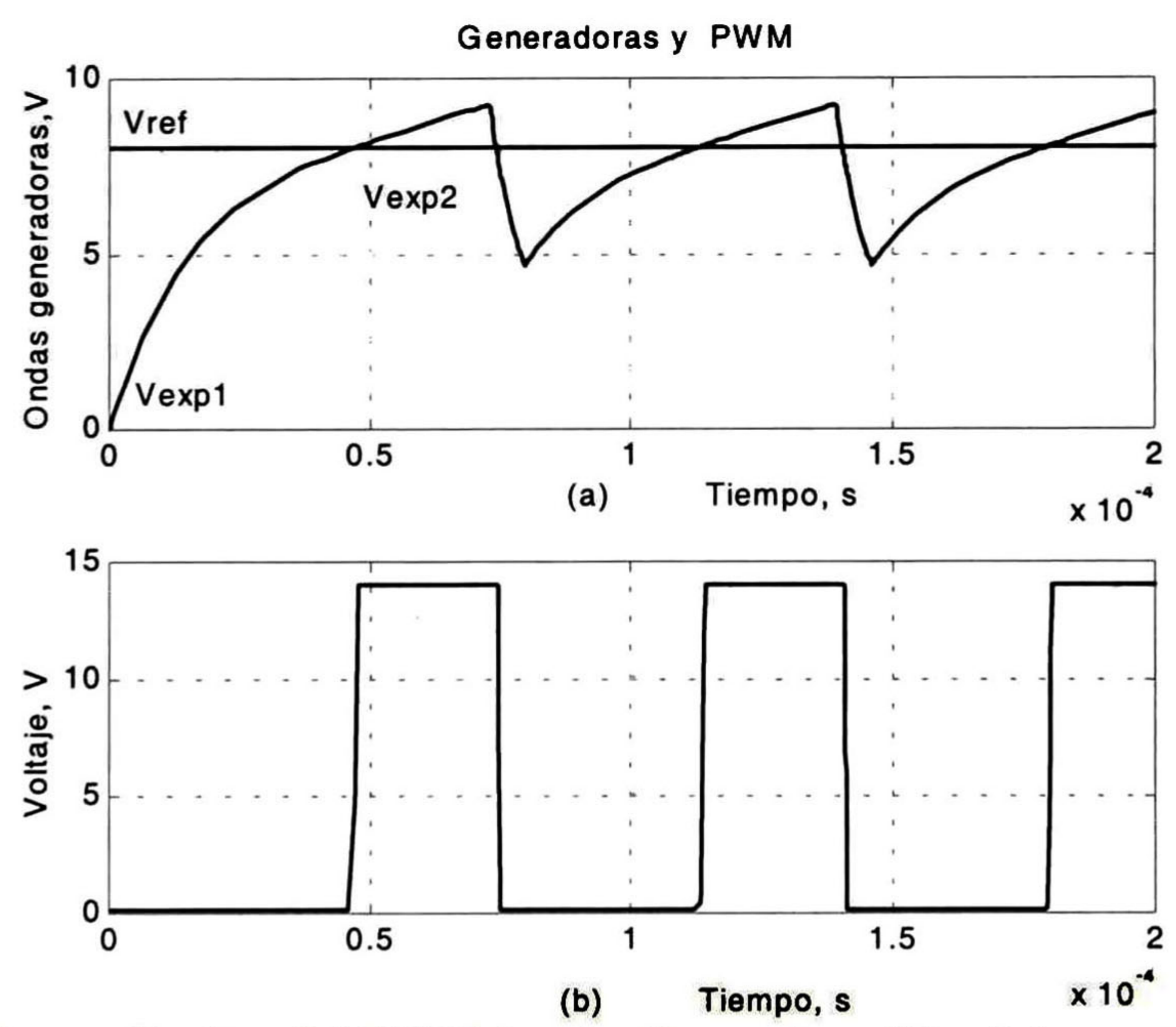


Figura 3.3 Generación de señal PWM (a) ondas Generadoras (b) señal correspondiente PWM

En la Fig. 3.4 se ilustra una manera simple de realizar la comparación y obtener la señal PWM mediante un amplificador operacional en lazo abierto.

Las señales exponenciales creciente y decreciente tienen las formas siguientes:

$$V_{exp1} = K_1(1 - \exp(-t/\tau_1)) \quad (3.1a)$$

$$V_{exp2} = K_2 \exp(-t/\tau_2) \quad (3.1b)$$

En el control analizado se observa que al variar V_{ref} dentro del rango entre 4.8 y 9.3V se tiene la variación en el ciclo de trabajo del PWM del 0 al 100%.

3.3 MÓDULO REGULADOR DE VOLTAJE

El módulo regulador de voltaje se encarga de adecuar la diferencia de potencial que proviene del reóstato del pedal. Este se envía a un circuito RC, el cual convierte la señal recibida en una señal exponencial con objeto de amortiguar los cambios repentinos que se reciben del pedal. De no hacerse así, el motor sufriría fatiga y los interruptores semiconductores de potencia serían sometidos a esfuerzos que acortarían su vida. Por lo anterior es recomendable que los cambios en el voltaje promedio entregado al motor se efectúen de una manera gradual y moderada.

El circuito regulador de voltaje que se analizó recibe en su entrada el voltaje del pedal acelerador V_{pedal} y entrega en su salida un voltaje exponencial de referencia V_{ref} , El circuito regulador cuenta además con un reóstato R_{ajuste} que permite ajustar su constante de tiempo. En la Fig. 3.5a se ilustran las curvas de respuesta del circuito regulador de voltaje para 5 diferentes valores de R_{ajuste} cuando dicho circuito es sometido a un cambio repentino de 0 a 8V en el valor de V_{pedal} . En la Fig. 3.5b se muestra la manera en que V_{ref} desciende exponencialmente cuando el voltaje del pedal V_{pedal} es reducido instantáneamente. La figura 3.6 esquematiza la operación del módulo regulador de voltaje y los modos de operación de este circuito se pueden clasificar en los siguientes tres casos:

1. Cuando los interruptores S_1 y S_2 de la Fig. 3.6 se encuentran en sus respectivas posiciones 2, el circuito es un arreglo serie de los elementos R_1 y C_1 . Para este caso las condiciones iniciales del capacitor C_1 se considera que son cero y la siguiente ecuación proporciona el voltaje de salida del circuito regulador para los primeros 15ms de operación del equipo:

$$V_{ref}(t) = 14(1 - e^{-t*21.3}) \quad V \quad (3.2)$$

2. Después de los primeros 15ms el interruptor S_1 pasa a la posición 1 y V_{ref} es menor o igual que V_{pedal} . La ecuación que caracteriza a este periodo es:

$$V_{ref}(t) = 14 - 10.2 \exp\left(\frac{t * 21300}{(14700 + R_{ajuste})}\right) \quad V \quad (3.3)$$

3. Cuando V_{ref} es menor o igual V_{pedal} , el interruptor S_1 no se encuentra ni en 1 ni en 2, pero el interruptor S_2 se encuentra en la posición 1. Este caso se manifiesta como un decremento en la velocidad del motor y V_{ref} se encuentra dado por la ecuación:

$$V_{ref}(t) = V_{ref}(t_0) \exp(-t * 21.3) \quad (3.4)$$

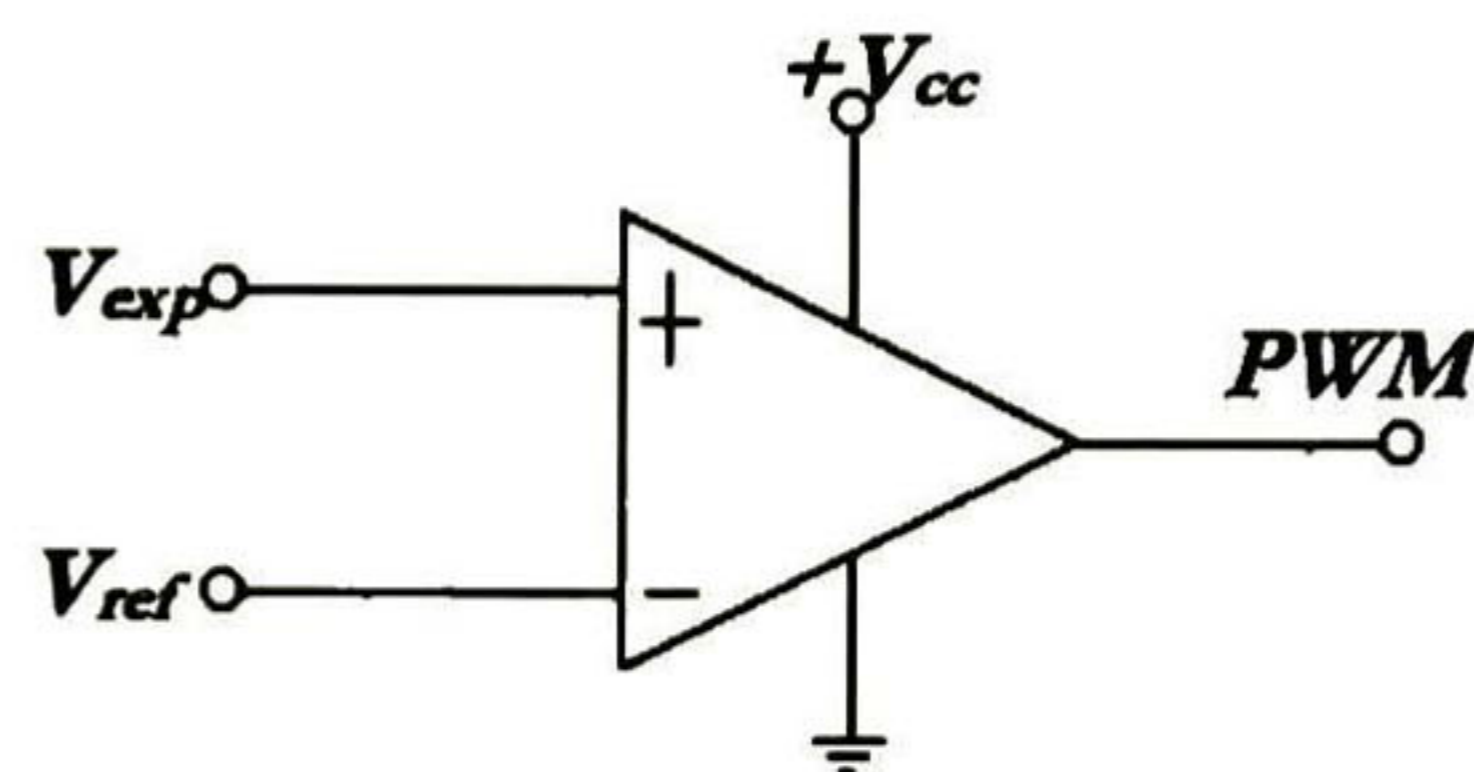


Figura 3.4 Comparación de señales para obtener el PWM

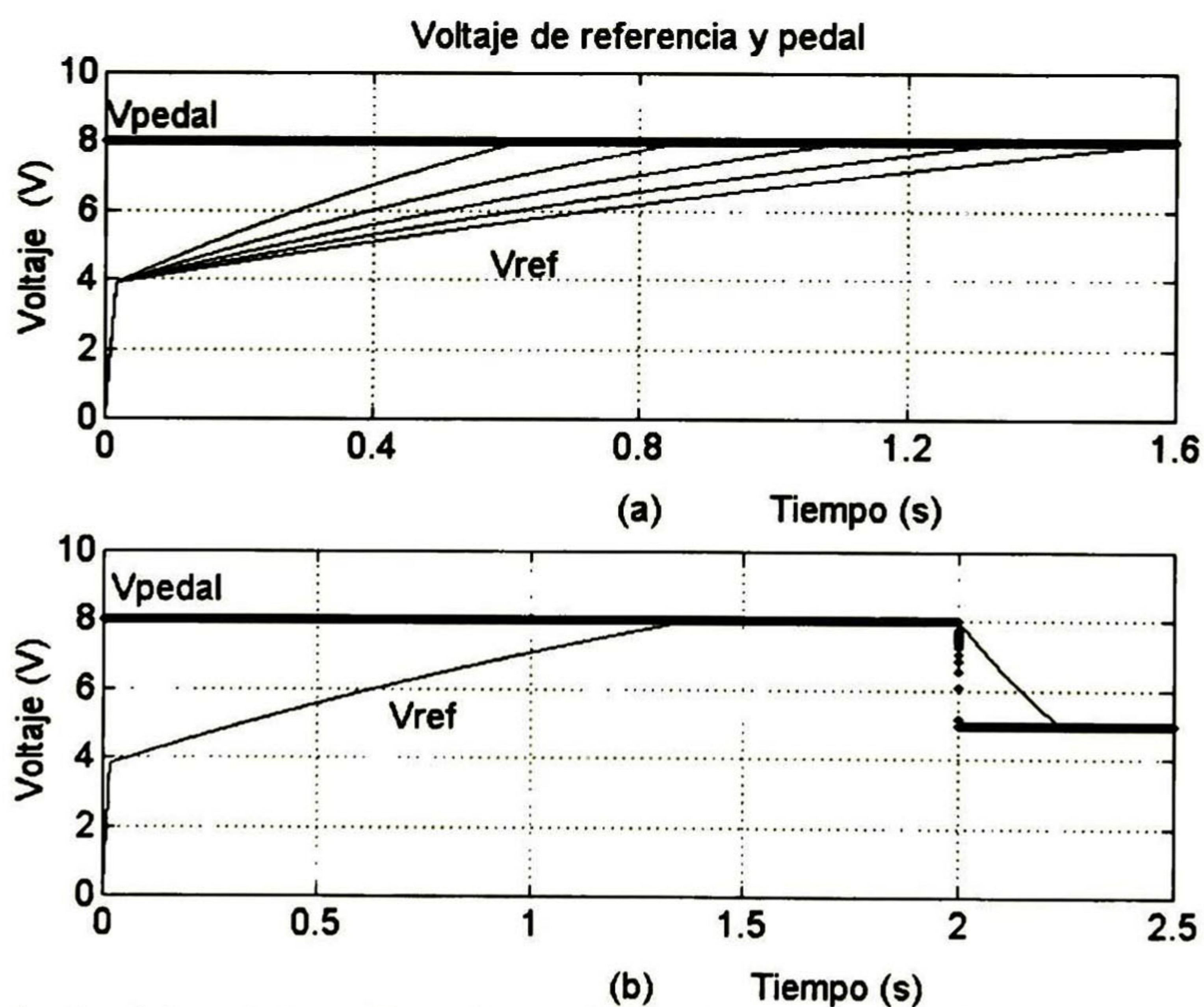


Figura 3.5 Voltaje de (a) pedal vs diferentes señales de referencia (b) referencia obtenido para un escalón de voltaje de pedal

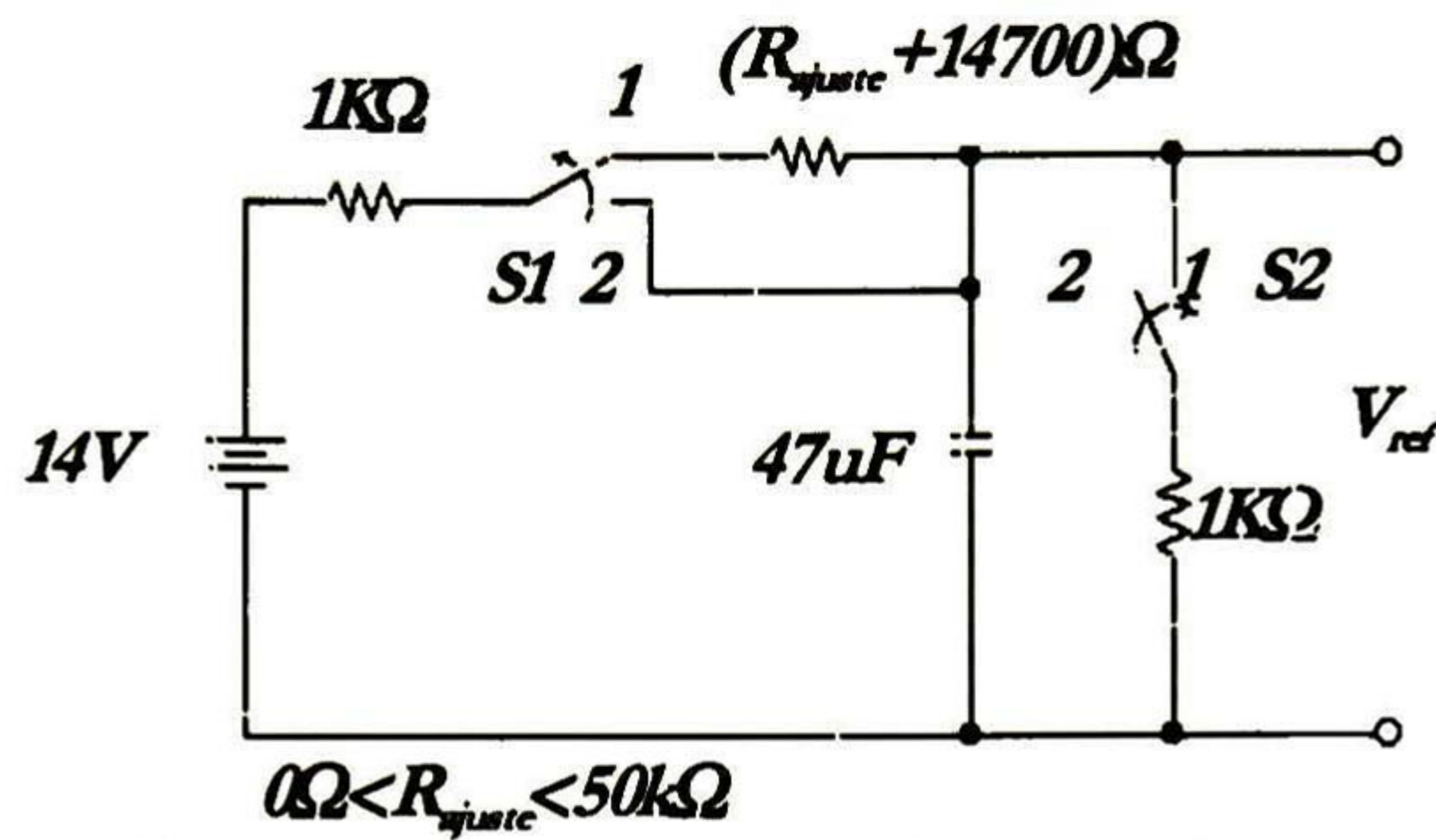


Figura 3.6 Diagrama de conexión y desconexión de constantes

3.4 ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia esta conformada por varios dispositivos MOSFET que se suelen conectar en paralelo con el objeto de poder manejar altas corrientes, típicamente mayores a los 40A. Por esta misma razón, los diodos de giro libre también se conectan en paralelo. La configuración de los dispositivos de potencia en el convertidor se esquematiza en la Fig. 3.7.

La señal de PWM generada por el módulo regulador de voltaje y por el sistema de modulación es de baja potencia; por tanto debe adecuarse mediante los dispositivos MOSFET para poder aplicarse al motor. La operación del convertidor de potencia se efectúa de las siguientes dos maneras:

1. Al recibirse un pulso positivo en las compuertas de los MOSFET, el motor quedará conectado directamente a las terminales de la batería. Esto se puede notar en la Fig. 3.7 cuando el switch “interruptor de potencia” esta cerrado.
2. Al recibirse un pulso negativo o cero en las compuertas de los MOSFET, el convertidor efectuará el apagado de estos dispositivos. La corriente que existía en el motor antes de la conmutación será canalizada a través del diodo de giro libre que se encuentra en paralelo con el motor.

La potencia suministrada al motor es proporcional al valor promedio del voltaje pulsante del PWM. Estos se controlan con el índice de modulación D . El convertidor cuenta con un banco de capacitores, típicamente de $18000\mu\text{F}$. Estos capacitores ayudan a reducir el rizo que presenta el voltaje de alimentación. Los dispositivos semiconductores de potencia, MOSFET y diodos, se montan sobre un disipador de aluminio para mantener una temperatura de trabajo apropiada. Es importante resaltar que, debido a que se colocaron diversos dispositivos de potencia en paralelo, se encuentra presente el problema de los arcos voltáicos entre ellos. Este riesgo usualmente se elimina colocando el módulo de potencia en un gas o al vacío.

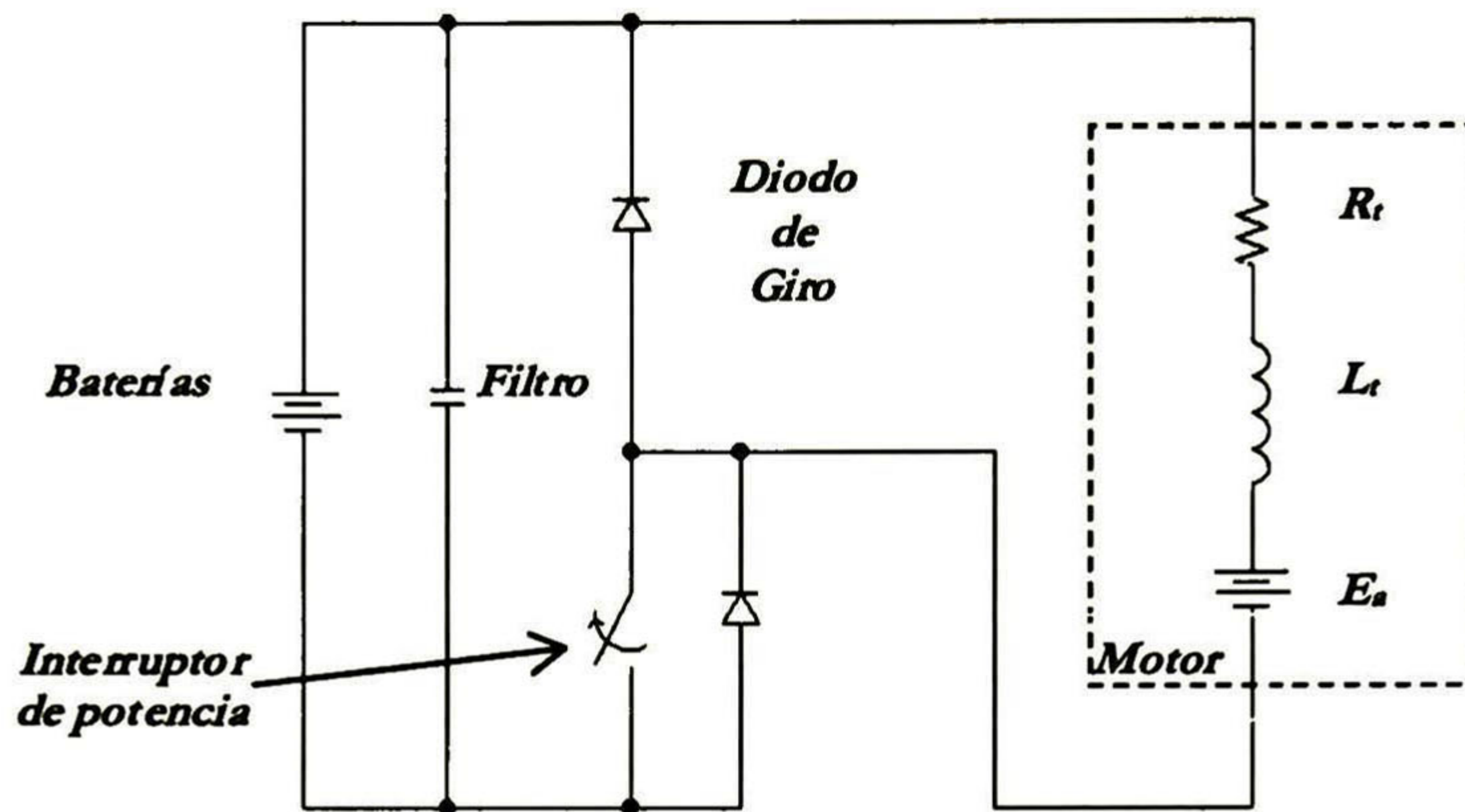


Figura 3.7 Etapa de potencia

3.5.- MANEJADOR DE COMPUERTA

Los circuitos manejadores de compuerta tienen la función de adaptar las señales de control para poderlas aplicar a los dispositivos de potencia. El circuito manejador es la interfaz entre el circuito de control y el dispositivo de potencia; además este provee aislamiento eléctrico entre el circuito que genera el PWM y el interruptor de potencia.

Los manejadores convencionales utilizan un MOSFET canal n y un MOSFET canal p en un arreglo de drenador común como se muestra en la Fig. 3.8. Cada uno de los surtidores de los MOSFET cuenta con su respectiva resistencia limitadora, R_{11} y R_{12} . En la Fig. 3.8 las señales de control son introducidas a través de las compuertas de los 2 MOSFET como se muestra en esta figura. La salida del manejador se encuentra en la unión de los dos drenadores y ésta es la que conecta a las compuertas de los MOSFET de potencia.

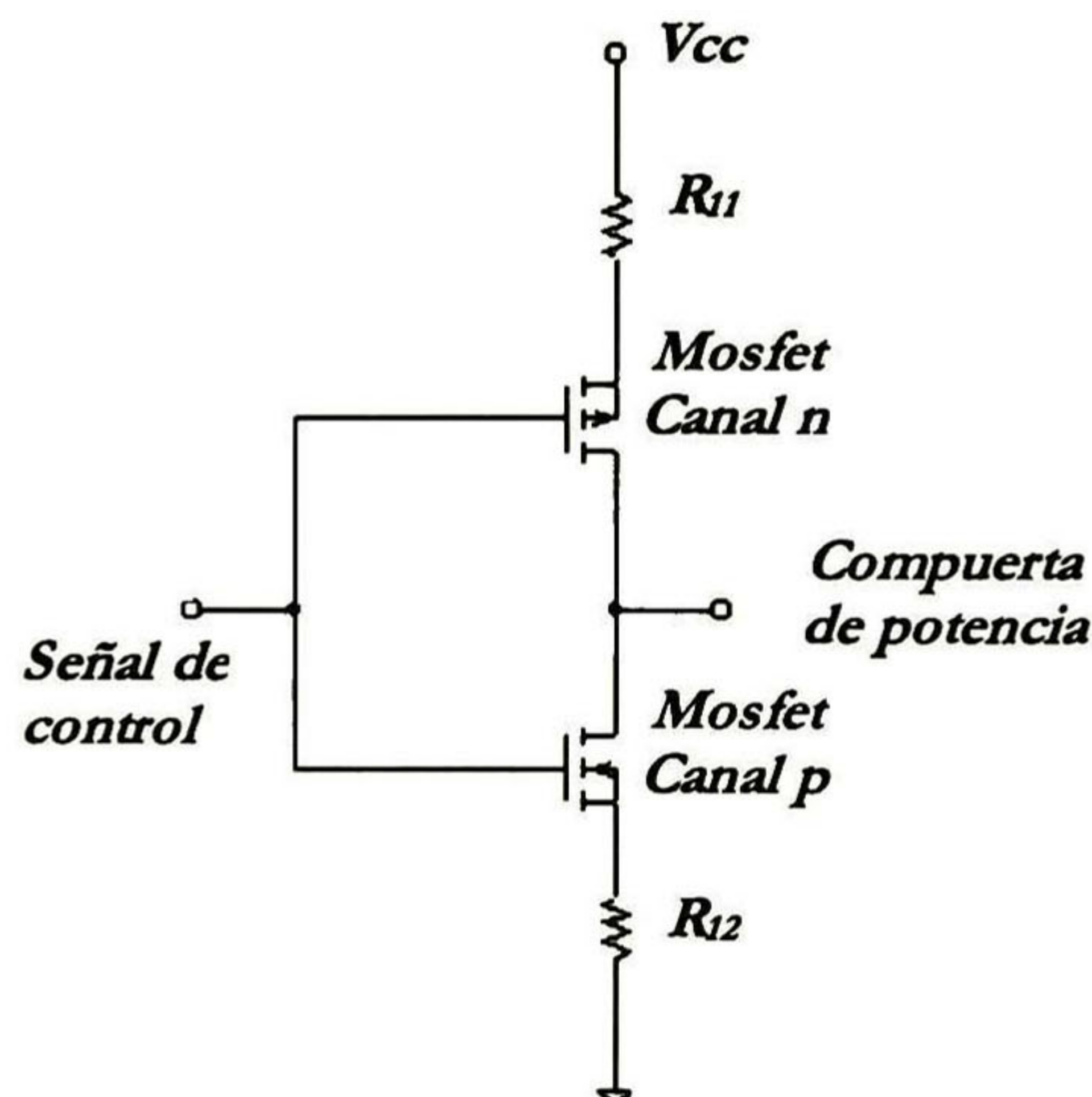


Figura 3.8 Manejador de compuerta

3.6.- PROTECCIONES

Los resultados presentados en el capítulo 2 mostraron que al arrancar un motor de CD sin par de carga su velocidad puede crecer excesivamente en lo que se conoce como desbocamiento (ver Fig.2.18a). También, si el motor se arranca a plena tensión nominal el transitorio de corriente es de 3 o más veces el valor de la corriente nominal. Esto último en un control electrónico de velocidad repercute en el acortamiento de la vida tanto de los dispositivos de potencia como de la fuente (baterías). En un vehículo eléctrico no existe el problema del arranque sin par de carga; sin embargo, sí se debe prever una protección contra arranque a tensión nominal. Otras protecciones necesarias son: 1) protección contra sobre corriente, 2) protección contra valor resistivo no apropiado del pedal, 3) protección contra ausencia o pérdida de pedal acelerador, 4) protección contra bajo voltaje en baterías, 5) protección contra baja o elevada temperatura y 6) protección contra pérdida de voltaje en compuertas. A continuación se describen todas y cada una de estas protecciones. Puede observarse también que todas ellas están representadas en el diagrama de bloques de la Fig. 3.1.

Protección contra arranque a tensión nominal.- En caso que se quiera iniciar la operación del motor con el voltaje de referencia V_{ref} fuera de su valor inicial, el control se desactiva con el objeto de protegerse así mismo y al motor.

Protección contra sobrecorriente.- El control está sensando continuamente la corriente que se encuentra presente en los MOSFET de potencia y, si ésta excede de un valor máximo predeterminado, el control hará decrecer a V_{ref} y con ello el voltaje promedio entregado al motor. Si después de esto persiste la sobrecorriente, el control deja de operar.

Protección contra valor resistivo no apropiado del pedal.- El reóstato del pedal acelerador tiene un valor máximo de resistencia. Cuando se detecta que dicho valor se ha excedido el equipo de control debe desactivarse.

Protección contra ausencia o pérdida de pedal acelerador.- Cuando el equipo detecta la pérdida del pedal acelerador el control debe desactivarse.

Protección contra bajo voltaje en baterías.- Cuando se sensa una reducción en el voltaje de las baterías el control deshabilita al motor y permanecerá en este estado hasta que se carguen o cambien éstas.

Protección contra baja o elevada temperatura.- El control cuenta con un sensor de temperatura que genera una señal. Si la temperatura es menor a -25°C o si es mayor a 50°C el equipo se desactiva.

Protección contra pérdida de voltaje en compuertas.- El circuito manejador de compuerta es el encargado de conmutar los MOSFET de potencia, y es por esta razón que cuando no existe alimentación en él se pierda inmediatamente el control en la etapa de potencia. Por tanto, cuando se detecte pérdida de voltaje en el circuito manejador de compuerta el equipo debe desactivarse.

Las protecciones arriba mencionadas son internas al equipo controlador de velocidad del motor de CD. Se deben mencionar también las protecciones externas: 1) fusible de control F_2 , 2) fusible de potencia F_1 , 3) diodo de protección contra polaridad inversa D_1 , 4) diodos de giro libre D_2 , D_3 y D_4 , 4) relevador principal, hacia adelante y atrás y 5) interruptor de pedal y de llave de encendido.

3.7.- APLICACIÓN DE UN CONTROLADOR COMERCIAL

En la Fig. 3.9 se muestra el diagrama esquemático del cableado del motor con un control electrónico de velocidad comercial de la compañía CURTIS. Éste cuenta con 3 terminales de control etiquetadas como 1,2 y 3 así como con 4 terminales de potencia etiquetadas como B-, B+, M- y A2. La terminal 1 se encarga de controlar el apagado y encendido del equipo. Las terminales 2 y 3 reciben en sus terminales al pedal acelerador. Las terminales B- y B+ reciben la alimentación de potencia de las baterías. La terminal M- recibe una de las terminales del motor al igual que B+ y A2 reciben la conexión común de la armadura y del campo. En la Fig. 3.9 también se pueden observar 2 relevadores uno de giro hacia adelante y el otro de giro en reversa; éstos son los encargados de invertir las terminales del campo del motor para cambiar el sentido de rotación del motor. Éstos a su vez son controlados por los interruptores hacia adelante y hacia atrás. Respecto al diodo D_1 , éste tiene la función de proteger a la línea de control 1 de un voltaje inverso. Los diodos D_2 , D_3 y D_4 son diodos de giro libre que protegen al circuito de control del relevador contra sobrevoltajes. El interruptor de la llave de encendido, el del pedal y los de cambio de dirección hacia adelante y hacia atrás son manejados por el operador. Finalmente, los fusibles F_1 y F_2 protegen en forma respectiva a la línea de potencia y a la línea de control. El control CURTIS 1209 es un modelo que viene encapsulado; posiblemente al vacío o con un gas de alta rigidez dieléctrica.

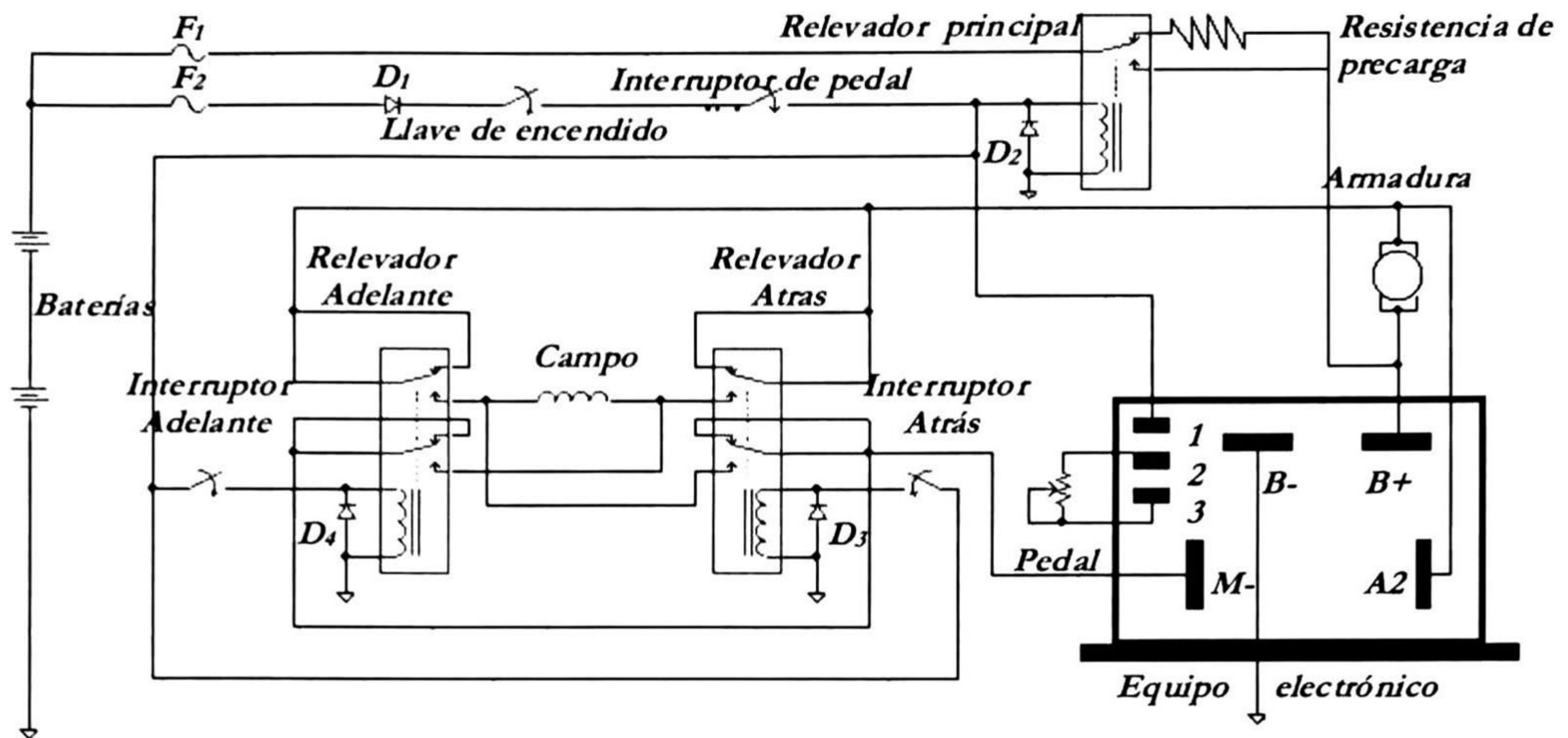


Figura 3.9 Alambrado de un control convencional

3.8.- OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO

En este capítulo se han analizado las funciones básicas de un control convencional para motores de CD en serie. En general se ha observado que es un dispositivo de tipo analógico con etapa de salida de potencia basada en dispositivos MOSFET en paralelo. Primeramente se ha analizado el sistema de modulación por ancho de pulso. Después se ha analizado el módulo regulador de voltaje. Se ha visto la importancia de que éste evite los cambios bruscos en la señal proveniente del pedal. Posteriormente se ha analizado la etapa de potencia constituida por dispositivos semiconductores, típicamente MOSFET y diodos en paralelo. Se ha hecho notar que para manejar corrientes superiores a los 100A con la tecnología MOSFET actual es imperioso disponer varios dispositivos en paralelo. Finalmente se han analizado los circuitos manejadores de compuerta y las protecciones más importantes requeridas por un control de motores de CD en serie.

PROPUESTAS DE MEJORAS A CONTROLES CONVENCIONALES DE MOTORES SERIE DE CD

4.1.- PREÁMBULO

El control convencional de motores serie de CD, que se analiza en el capítulo anterior, emplea en forma extensiva la electrónica analógica para generar, procesar y acondicionar sus señales de control, monitoreo y protección. Muchas de estas funciones, no todas sin embargo, se pueden efectuar de una mucho mejor forma usando electrónica digital. Por tanto se propone, como primera mejora para el control de velocidad, el empleo de tecnología híbrida. La segunda mejora se refiere a la etapa de manejo de potencia. Primeramente se propone cambiar su arquitectura utilizando un puente en H en vez de la configuración convencional “Step Down” En segundo lugar se propone que, en vez de varios dispositivos MOSFET en paralelo, se utilice un sólo dispositivo IGBT. Las mejoras aquí propuestas resultan en un módulo más simple, más flexible, más confiable, más pequeño y más eficiente que el convencional.

4.2.- SUSTITUCIÓN DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA CONVENCIONAL POR TECNOLOGÍA HÍBRIDA.

La mayoría de las funciones de control, monitoreo, protección y procesamiento que realiza el control de velocidad se pueden realizar de una manera más conveniente mediante métodos digitales. Sin embargo algunas funciones, como son el condicionamiento de las señales provenientes del pedal y el manejo de compuertas de los dispositivos de potencia, se efectúan mejor con técnicas analógicas. Por tanto, se propone utilizar una tecnología híbrida. Se propone también que las funciones digitales las realice un microcontrolador, concretamente el 68HC811E2 de Motorola. A continuación se describen las funciones del microcontrolador, las modificaciones requeridas para el regulador de voltaje (o sea, para los voltajes) así como las modificaciones hechas al circuito manejador de compuerta.

4.2.1. Funciones del Microcontrolador

La señal de control más básica es el PWM que, en el control convencional, la realiza un circuito comparador de una onda diente de sierra exponencial V_{exp} con un voltaje de referencia V_{ref} . El microcontrolador puede producir la modulación de ancho de pulso en cambios discretos muy pequeños. Se propone que el ciclo de trabajo varíe en 256 niveles discretos. Los anchos de pulso se almacenan en el mismo número de locaciones de memoria utilizando 16 bits. Las memorias se accesan de acuerdo con la conversión de analógico a digital A/D de la señal de voltaje de referencia. Para modificar el circuito PWM bastará con sólo cambiar el programa del microcontrolador. Esto reporta una diferencia importante respecto al control convencional analógico en el cual, para efectuar una modificación, se tiene que diseñar el circuito analógico de nueva cuenta.

Las funciones de protección del control de velocidad también pueden ser efectuadas o coordinadas por el microcontrolador. La protección contra valor resistivo no apropiado del pedal se implementa en el control convencional para desactivar al equipo si es que se excede un valor resistivo predeterminado. En el control propuesto esta protección no es necesaria para la operación del equipo, ya que el reóstato del pedal acelerador sólo es utilizado como un divisor de tensión entre éste y la fuente de alimentación. En cuanto a la protección contra ausencia o pérdida de pedal, ésta se encuentra implementada en el control convencional con amplificadores operacionales comparadores. En el control propuesto ésta no es necesaria ya que cuando se sufre una pérdida repentina o ausencia de pedal acelerador, automáticamente el voltaje en la terminal del convertidor A/D del microcontrolador decrece instantáneamente y, en consecuencia, se desactiva el motor. La protección contra arranque a plena velocidad se propone se incorpore al programa principal del microcontrolador. Para la protección contra pérdida de alimentación en las compuertas se propone que las alimentaciones de cada compuerta de los semiconductores de potencia se retroalimenten a través de los convertidores A/D del microcontrolador con el objeto de desactivar al equipo cuando se sufra una pérdida repentina de la fuente de compuerta. Respecto a la protección contra sobre corriente, en el control convencional se aprovecha la resistencia de drenador a surtidor inherentemente en los dispositivos MOSFET para determinar la magnitud de corriente a través del canal. Este método no es muy bueno, ya que los cambios en la temperatura del semiconductor causarán

cambios en la resistencia de canal. Se propone pues utilizar un sensor de efecto Hall, el cual es más eficiente y preciso.

4.2.2.- Módulo Regulador de Voltaje.

En el control de velocidad convencional el circuito de regulación de voltaje de referencia V_{ref} está diseñado con 4 amplificadores operacionales junto con una cantidad significativa de elementos pasivos. Todo esto para acondicionar la señal del pedal, eliminando sus cambios bruscos. Se propone un regulador de voltaje que utiliza solamente un arreglo de 3 resistores, un capacitor, un diodo y un seguidor de voltaje. La salida del seguidor del regulador de voltaje se conecta directamente a uno de los convertidores A/D del microcontrolador. Con esto se logra una reducción de componentes activos y pasivos; entre ellos amplificadores operacionales.

4.2.3.- Circuito Manejador de Compuerta.

El circuito manejador de compuerta convencional está formado por 2 MOSFET en configuración drenador común con una resistencia limitadora en cada surtidor. Dado que el circuito manejador de compuerta se encuentra entre la etapa de control y la de potencia, es posible que los problemas de ruido o de cortos circuitos generados en la etapa de potencia se transfieran a la de control; por ello, se propone introducir aislamiento optoelectrónico el cual va seguido de dos transistores bipolares en configuración totem-pole. Se eligió esta última configuración a base de BJT, debido a la disponibilidad comercial de dichos dispositivos a diferencia de los MOSFET.

4.2.4.- Fuente de Alimentación de Control.

El equipo convencional utiliza una fuente analógica a base de un transistor npn y un diodo zener. La fuente que aquí se propone consiste simplemente de un circuito integrado regulador de voltaje, el cual es más económico que el convencional.

4.3.- MEJORAS EN LA ETAPA DE MANEJO DE POTENCIA.

4.3.1.-Sustitución de MOSFET por IGBT

Los transistores BJT y los de efecto de campo MOSFET tienen características que se complementan unos con otros. Un BJT es un dispositivo de 2 uniones controlado continuamente por corriente. Desde los 70, los rangos de potencia de éstos y sus características se han mejorados dramáticamente y han encontrado una creciente popularidad en aplicaciones industriales. Los transistores npn son más comunes que los pnp, debido a la mayor movilidad de los electrones[2]. Los transistores de potencia modernos están normalmente formados por múltiples dispositivos en paralelo dentro de un paquete. La aplicación de éstos en la industria va desde unos pocos kilowatts a algunos cientos de kilowatts. Se utilizan tanto en troceadores (choppers) como en inversores.

Un MOSFET de potencia es un dispositivo controlado por voltaje. Durante la pasada década, las características de los MOSFET de potencia se han mejorado constantemente manteniendo una sostenida caída en sus precios. Los MOSFET de acrecentamiento con canal *n* son más comunes por la mayor movilidad de los electrones. Por la razón de que éste es un dispositivo controlado por voltaje su impedancia de compuerta es extremadamente alta. No obstante, durante su rápido apagado y encendido la compuerta necesita un pulso de corriente para cargar y descargar la capacitancia efectiva del surtidor. La resistencia de encendido de un dispositivo es un parámetro clave que determina la caída de voltaje en conducción; esto hace que el dispositivo sea ineficiente cuando se manejan voltajes elevados.

Con lo anterior se puede concluir que los transistores BJT tienen bajas pérdidas en conducción cuando se encuentran activados, especialmente en aplicaciones con voltajes de bloqueo elevados. Los MOSFET pueden ser apagados y encendidos más rápido, pero sus pérdidas en conducción son mayores; especialmente en aplicaciones que manejan altos voltajes (del orden de unos pocos cientos de volts). Estas observaciones sugieren que al conjuntar ambos dispositivos, se obtendría las ventajas de ambos. Un dispositivo tal es el transistor de compuerta aislada (IGBT). Este dispositivo fue comercialmente introducido en 1983 y desde entonces sus características han sido mejoradas constantemente [2]. Un IGBT es básicamente un dispositivo semiconductor híbrido cuya representación esquemática se muestra en la Fig. 4.1. Éste tiene una compuerta con las características de un MOSFET y en la etapa de potencia se comporta como un BJT.

En la conmutación de encendido, las características del IGBT se pueden comparar con las de un MOSFET. Las características de apagado, por otro lado, no pueden ser controladas con la resistencia serie de la compuerta. Con esto, las pérdidas de conmutación de apagado dependerán solo de la velocidad del IGBT.

Los IGBT ofrecen ventajas sobre los MOSFET en alto voltaje y aplicaciones de conmutación dura. Estas ventajas incluyen menores pérdidas de conducción y se requiere una porción de silicio menor para la misma potencia de salida. Esto último en una menor capacitancia de entrada [3].

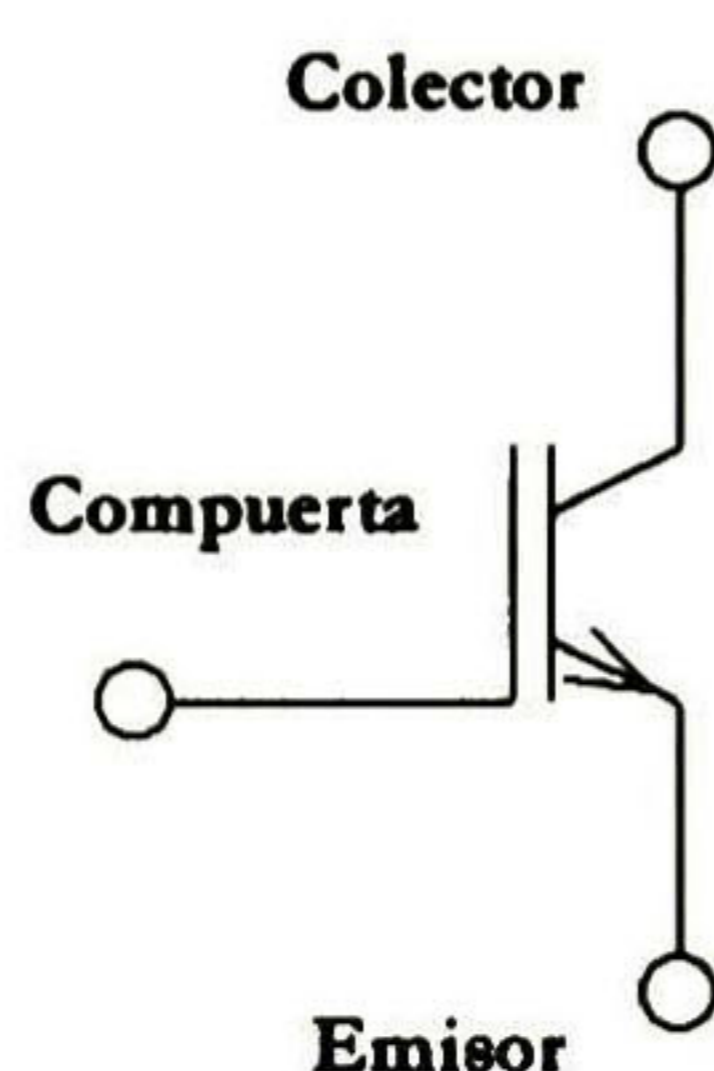


Figura 4.1 Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)

4.3.2.-Sustitución de Arquitectura “Step Down” por Puente H

El control convencional cuenta en su etapa de potencia con un convertidor “Step Down”, el cual está compuesto por un conjunto de MOSFET de potencia en paralelo conectados en serie con un diodo. El ánodo de éste último es conectado al drenador del MOSFET, mientras que el cátodo está conectado a tierra. El ánodo del diodo se conecta a la terminal positiva de la fuente de potencia. El motor se conecta en las terminales del diodo, el cual hace las veces de un diodo de giro libre cuando los MOSFET de potencia se encuentran apagados. Cuando éstos se encienden, el diodo se polariza inversamente y la corriente se recalifica a la fuente de potencia. Este arreglo en el convertidor de potencia introduce la desventaja de no poder invertir el sentido de la corriente en el motor para lograr el cambio de giro. Esto último se logra con un relevador, el cual intercambia las terminales del motor permitiendo el giro en sentido contrario.

Se propone que se utilice un puente en configuración H constituido por dos módulos con dos IGBT cada uno en arreglo de una rama. Esto suprime la necesidad de un relevador auxiliar para el cambio del giro. Se puede utilizar un solo módulo, pero esto no suprime la necesidad del relevador auxiliar de cambio de giro, más si la necesidad de colocar un conjunto de

MOSFET de potencia en paralelo. Cualquiera de las dos alternativas propuestas no requieren que los dispositivos de potencia se coloquen al vacío para evitar los arcos voltaicos que pueden generarse en el control convencional.

Cabe decir que, la etapa de potencia del convertidor convencional tiene un banco de doce capacitores en paralelo, los cuales alcanzan un valor de $18000\mu\text{F}$. Se propone a que el nuevo diseño utilice un sólo capacitor que los hay en valor comercial de $15000\mu\text{F}$ o más.

4.4.- OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO.

Se han propuesto varias mejoras a un control convencional de motores serie de CD. Éstas se han agrupado en dos categorías. Una se refiere a la etapa de generación, procesamiento y acondicionamiento de señales de control, monitoreo y protección. La otra se relaciona con la etapa de manejo de potencia.

Se ha propuesto que muchas de las señales de control y protección se generen y procesen mediante un dispositivo digital, específicamente un microcontrolador. También se ha propuesto que algunas de estas funciones se realizan mucho mejor en forma analógica. Tal es el caso de la regulación de las señales de voltaje provenientes del pedal. El uso de tecnología híbrida permite reducir el número de componentes del sistema y con ello disminuir la complejidad y el tamaño; así mismo, se aumenta la confiabilidad del sistema de control. El microcontrolador aumenta además la flexibilidad de dicho sistema pues, en muchos casos, las modificaciones se efectúan por programa.

En cuanto a la etapa de manejo de potencia se han propuesto básicamente dos mejoras. Una de ellas, la sustitución de arquitectura "Step Down" por un puente H, permite eliminar la necesidad de un relevador mucho muy especial para efectuar el cambio de dirección de giro del motor. Esto se traduce en una mayor confiabilidad a un mucho menor costo. La segunda mejora, la sustitución de dispositivos MOSFET por IGBT resulta en una mayor eficiencia en el manejo de la potencia y en una reducción drástica en el número de dispositivos en paralelo.

Al momento de la elaboración de esta tesis resulta un poco más económico utilizar varios MOSFET en paralelo (del orden de diez) en vez de un IGBT; sin embargo, los costos de estos últimos están bajando muy rápidamente. Otros dos factores económicos en favor de los IGBT son la simplificación en la manufactura del control de velocidad y la eliminación del encapsulado especial requerido por los arreglos paralelo de varios dispositivos de conmutación.

DESARROLLO DE UN PROTOTIPO DE CONTROL DE MOTORES DE CD EN SERIE

5.1.- ESTRATEGIA DE DESARROLLO

La estrategia adoptada en esta tesis para el desarrollo de un control de velocidad de motores de CD en serie puede describirse mediante la lista de pasos dada a continuación:

1. Caracterizar las funciones de operación de un control de velocidad así como sus requerimientos de seguridad.
2. Analizar un control convencional estándar así como la posibilidad de mejorar su diseño mediante la incorporación de las tecnologías más recientes.
3. Proponer un diseño general de un módulo controlador de velocidad que tome en cuenta las mejoras previamente analizadas.
4. Dimensionar el diseño propuesto para una aplicación específica.
5. Desarrollar un modelo en PSpice que incorpore tanto al motor de CD como al diseño preliminar del control de velocidad.
6. Simular las diferentes condiciones de operación usando el modelo del sistema constituido por el control de velocidad y por el motor de CD.
7. Con base en los resultados del paso 6, refinar el diseño del control de velocidad.
8. Construir el prototipo del control de velocidad, realizar pruebas de laboratorio en él y comparar los resultados obtenidos con los de las simulaciones. Refinar el diseño auxiliándose tanto en simulaciones como en pruebas al prototipo físico.

En el capítulo tres se establecen las funciones de un control de velocidad para motores de CD en serie, se discuten las protecciones requeridas y se analiza el funcionamiento de un control comercial. En el capítulo cuatro se analizan las ventajas y desventajas del control convencional y se proponen mejoras basadas en la introducción de tecnologías digitales y en el uso de nuevos dispositivos electrónicos de potencia, concretamente en IGBT. Los capítulos tres y cuatro cubren pues los pasos 1 y 2 arriba citados. En este capítulo se documentan los pasos restantes. Cabe destacar que los pasos 6,7 y 8 se efectúan alternadamente a fin de lograr un buen refinamiento del diseño del control de velocidad propuesto.

5.2.- DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO PROPUESTO

5.2.1.- Descripción Global

Se propone un control de velocidad de motor de CD en serie basado en un microcontrolador que efectúe las tareas de monitoreo y procesamiento de señales, tanto de las de protección como la proveniente del pedal acelerador. Asimismo, dicho microcontrolador debe generar las señales de PWM. Para el módulo de manejo de compuertas se propone introducir aislamiento optoelectrónico entre las etapas de control y de potencia. En la etapa de potencia se propone el uso de IGBT en configuración puente H. Debido a limitaciones económicas, sin embargo, el prototipo que se implementa para esta tesis consta únicamente de una sola rama o medio puente H.

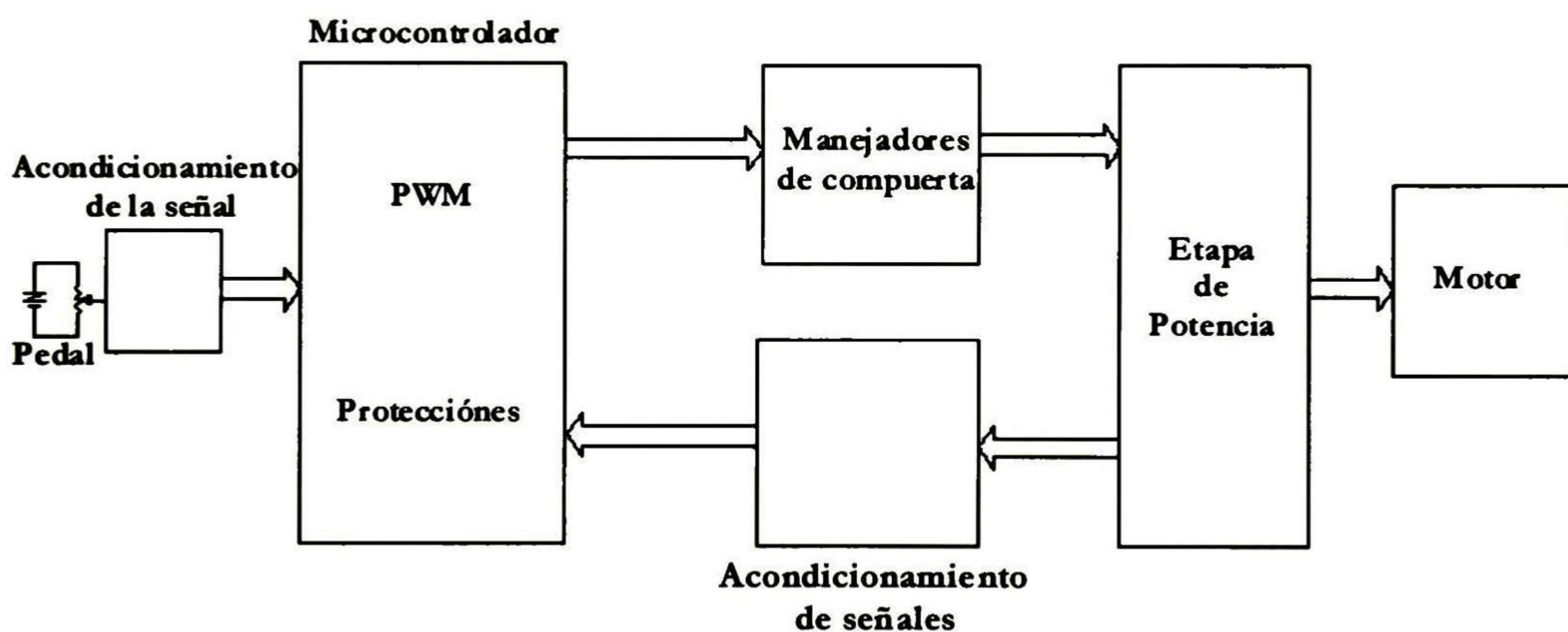


Figura 5.1 Esquema general del control de velocidad propuesto

5.2.2.- Etapa de Potencia

Para la etapa de potencia se selecciona el módulo **GA150TD120U**, producido por International Rectifier el cual contiene una rama de 2 IGBT con capacidad de manejar corrientes de hasta 150A y tensiones de hasta 1200V. Cada uno de los IGBT tiene un diodo de potencia en antiparalelo como se ilustra en la Fig. 5.2. Las capacidades de dichos módulos son adecuadas para manejar al motor utilizado en esta tesis, el cual se describe en el capítulo 2. Este módulo fue donado por el fabricante. La operación del convertidor de potencia puede describirse mediante los siguientes dos estados:

1. Al recibirse un pulso de encendido en la compuerta del segundo IGBT del módulo marcado como T_2 en la Fig. 5.2 y otro pulso de apagado en el primer IGBT denotado por T_1 , ahí mismo, el motor quedará conectado directamente a las terminales de la batería.
2. Al recibirse pulsos de apagado en las compuertas de ambos IGBT, T_2 y T_1 , éstos dejan de conducir y la corriente que existía en el motor antes de la conmutación será canalizada a través del diodo de giro libre D_1 , el cual se encuentra en paralelo con el motor.

La potencia suministrada al motor es proporcional al valor promedio del voltaje pulsante del PWM. Ésta se controla variando el índice de modulación D . Con la etapa de potencia se pretende controlar al motor de 1hp utilizado en los experimentos reportados en el capítulo 2. Dicho motor tiene una corriente y un voltaje nominales de 60A y de 12V; por ello, el módulo **GA150TD120U** puede considerarse apropiado para manejarlo. Otra característica importante del motor, a tomar en cuenta, es la corriente de pico en el arranque. Se determino que ésta es de 220A (ver figura 2.15). El módulo antes mencionado maneja corrientes de pico de hasta 300A; el tiempo que puede sostener dicho valor depende de que la temperatura de unión de los IGBT no exceda 150°C. Se concluye pues que, con un diseño apropiado del disipador de calor del módulo, éste puede manejar sin problema las corrientes transitorias requeridas por el motor. Otras características importantes del motor utilizado han sido proporcionadas en el capítulo 2 ; por conveniencia éstas se enlistan a continuación:

- Corriente nominal 60A
- Tensión nominal 12V
- Resistencia de ambos devanados (rotor y estator) en serie 55mΩ
- Fricción viscosa se desprecia
- Inercia del eje del motor 0.06kg·m²
- Inductancia de ambos devanados en serie 150μH
- Inductancia de ambos devanados en serie para una corriente pulsante de CD con un rizo de 2500Hz 75μH
- Velocidad angular de referencia 180.6rad/s
- Corriente transitoria de arranque a plena tensión 220A

Finalmente, cabe hacer notar que en el circuito propuesto en la Fig. 5.2 se ha colocado un capacitor en paralelo con el módulo de potencia. Este provee un camino para la corriente de alta frecuencia requerida por el módulo. Cuando el IGBT T2 se apaga, se produce un transitorio de voltaje provocado por la inductancia L_c de los conductores que provienen de las baterías [4]. Para el capacitor en paralelo se seleccionó un valor de 15mF a 50V [4].

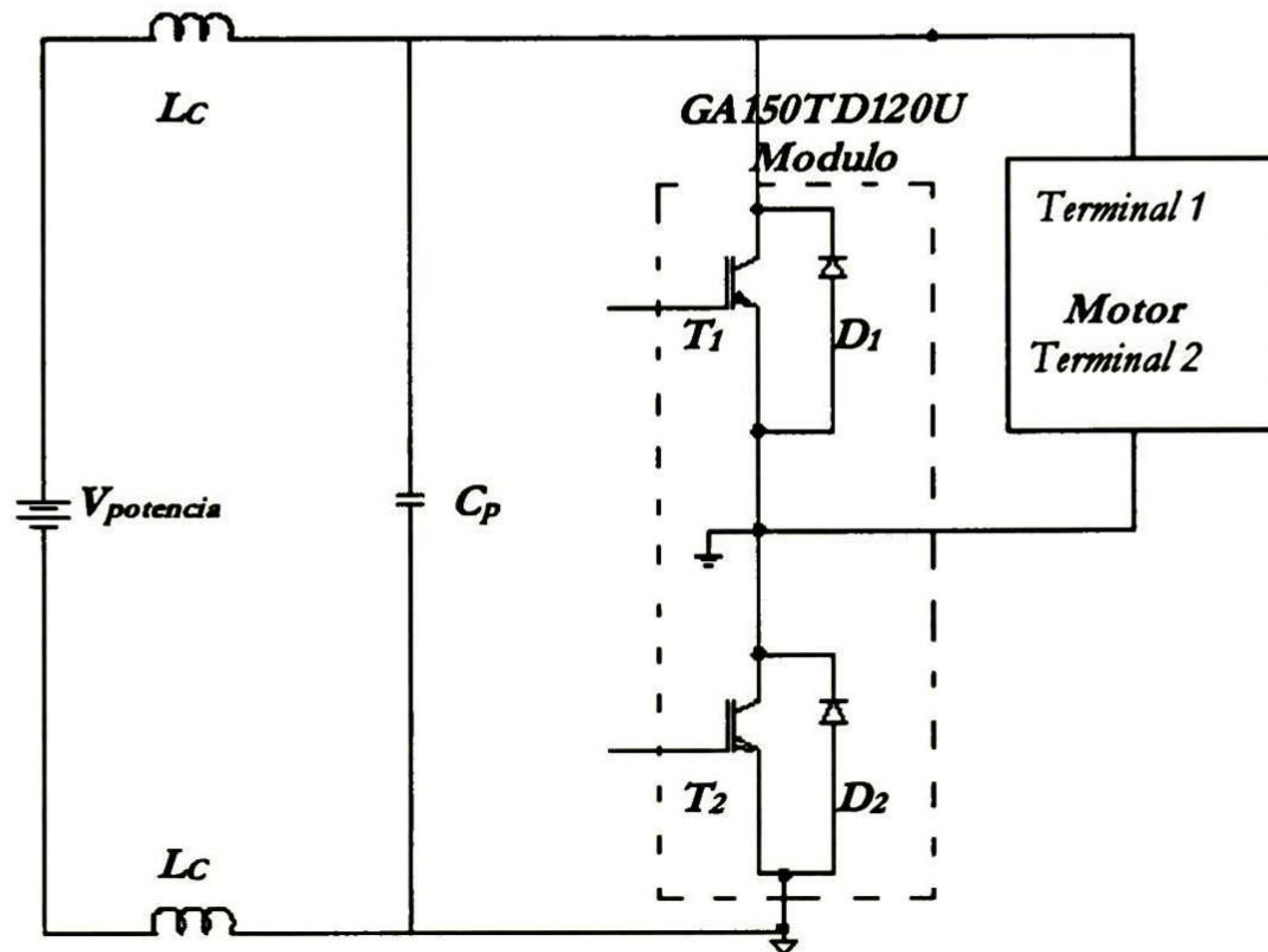


Figura 5.2 Convertidor de potencia propuesto

5.2.3.- Funciones del Microcontrolador

Como ya se ha mencionado antes, el microcontrolador realiza las funciones de generar las señales de PWM, de acondicionar la señal proveniente del pedal, así como de monitorear y procesar las señales de protección. Se elige el microcontrolador MC68HC811E2 por considerarse que tiene suficiente capacidad y velocidad de procesamiento para la aplicación en cuestión. Asimismo en esta elección, también se considera el conocimiento previo que se tiene, tanto del dispositivo como de su lenguaje ensamblador.

Generación de la señal PWM.- La señal PWM depende del voltaje de referencia que proviene del regulador o acondicionador de la señal del pedal, el cual varía en forma continua. Dicho voltaje se hace pasar por uno de los 8 convertidores A/D, de 8 bits, del microcontrolador. El voltaje de referencia es pues cuantificado en 256 niveles. Por tanto, la variación del ancho del pulso del PWM generado por el microcontrolador se efectúa en 256 pasos discretos. El voltaje de referencia cuantificado se toma como una dirección de acceso a

la memoria E²PROM del microcontrolador. En el prototipo aquí propuesto se ha adoptado una característica de variación lineal discreta para el ancho del pulso. Cabe mencionar que dicha característica se puede modificar fácilmente cambiando los datos de las 256 memorias reservadas en la E²PROM para el PWM.

Acondicionamiento de la señal del pedal.- El acondicionamiento de la señal del pedal consiste básicamente en suavizar los cambios bruscos de voltaje provenientes del reóstato de pedal. Se propone el circuito mostrado en la Fig. 5.3. El voltaje del reóstato se alimenta a un operacional en configuración seguidor emisor. Luego, se pasa por lo que es esencialmente un circuito RC. El diodo incluido en él sirve para producir dos constantes de tiempo: una para la aceleración del motor (o subidas de voltaje) y otra para la desaceleración o decrecimiento del voltaje. Los valores de resistencia y capacitancia dados en la Fig. 5.3 son para una constante de tiempo de aceleración de al menos 738ms, dependiendo del valor de R_{ajuste} así como para una de desaceleración de 47ms. Finalmente, la señal de voltaje con cambios suavizados pasa por otro operacional seguidor emisor antes de alimentarse al puerto PtoE0 del microcontrolador. Cabe mencionar que el acondicionador propuesto también efectúa la función de protección contra pérdida del pedal. La resistencia de 14.7K Ω en el operacional de entrada causa que, al perderse el reóstato de pedal, el voltaje de salida se haga cero.

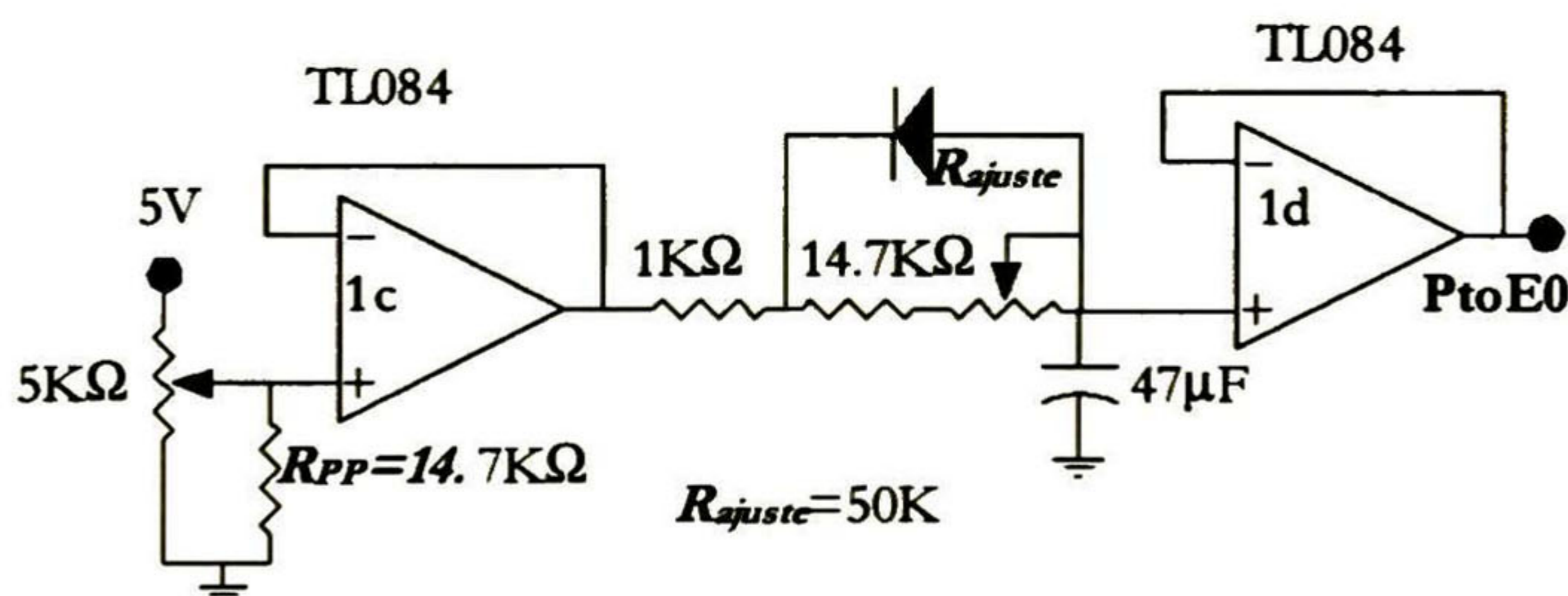


Figura 5.3 Circuito regulador de voltaje y contra perdida de pedal

Monitoreo y Procesamiento de Señales de Protección.- Recordando las funciones de protección de un control de velocidad, además de la antes mencionada de pérdida de pedal, se tienen las siguientes: de sobrecorriente, de sobretemperatura, de valor resistivo de reóstato de pedal fuera de rango y contra arranque a plena velocidad.

Para la protección contra sobrecorriente se debe monitorear la corriente que circula por las líneas de potencia; ya que, cuando ésta sea excesiva, se producirá el calentamiento del motor e

inclusive el daño de los IGBT. Es por ello que aquí se introduce el sensor de corriente de efecto Hall **HAL-100S**. Éste entrega en su terminal de salida una señal de voltaje proporcional a la corriente que circula por la línea de potencia. El rango de voltajes está entre 0 y 4V para un rango de corrientes en la línea monitoreada entre 0 y 140A. El voltaje proveniente del sensor es enviado a un circuito que extrae su envolvente y ésta, a su vez, es enviada al convertidor A/D número dos del microcontrolador (**PtoE1**). Cuando dicho voltaje sea mayor a los 2V, la corriente que circula por la línea de potencia será mayor a los 70A y por tanto se suspenderá momentáneamente la operación del convertidor de potencia. La Fig. 5.4 ilustra el circuito utilizado para efectuar la medición de la corriente y extraer la envolvente del voltaje del sensor.

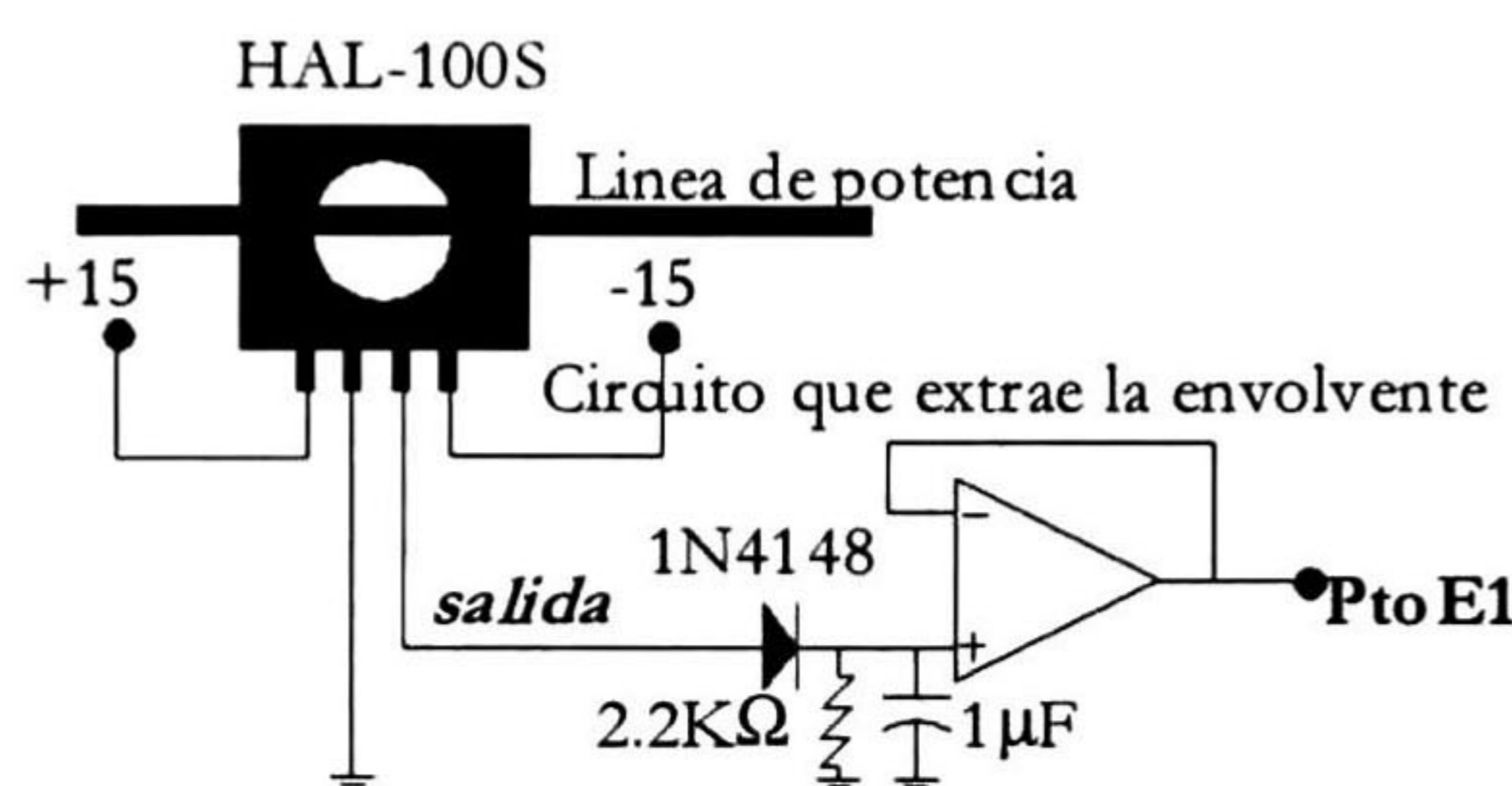


Figura 5.4 Circuito para monitoreo de la corriente de potencia

La protección contra sobrettemperatura se lleva a cabo con un dispositivo termistor de coeficiente negativo, el cual se encuentra calibrado para mandar a un tercer convertidor A/D del microcontrolador (**PtoE2**) una señal de aproximadamente cero volts si la temperatura del disipador T_s excede los 75°C. Mientras dicha temperatura no sea excedida, el convertidor A/D estará recibiendo una señal de 4.7V. El circuito utilizado se ilustra en la Fig. 5.5.

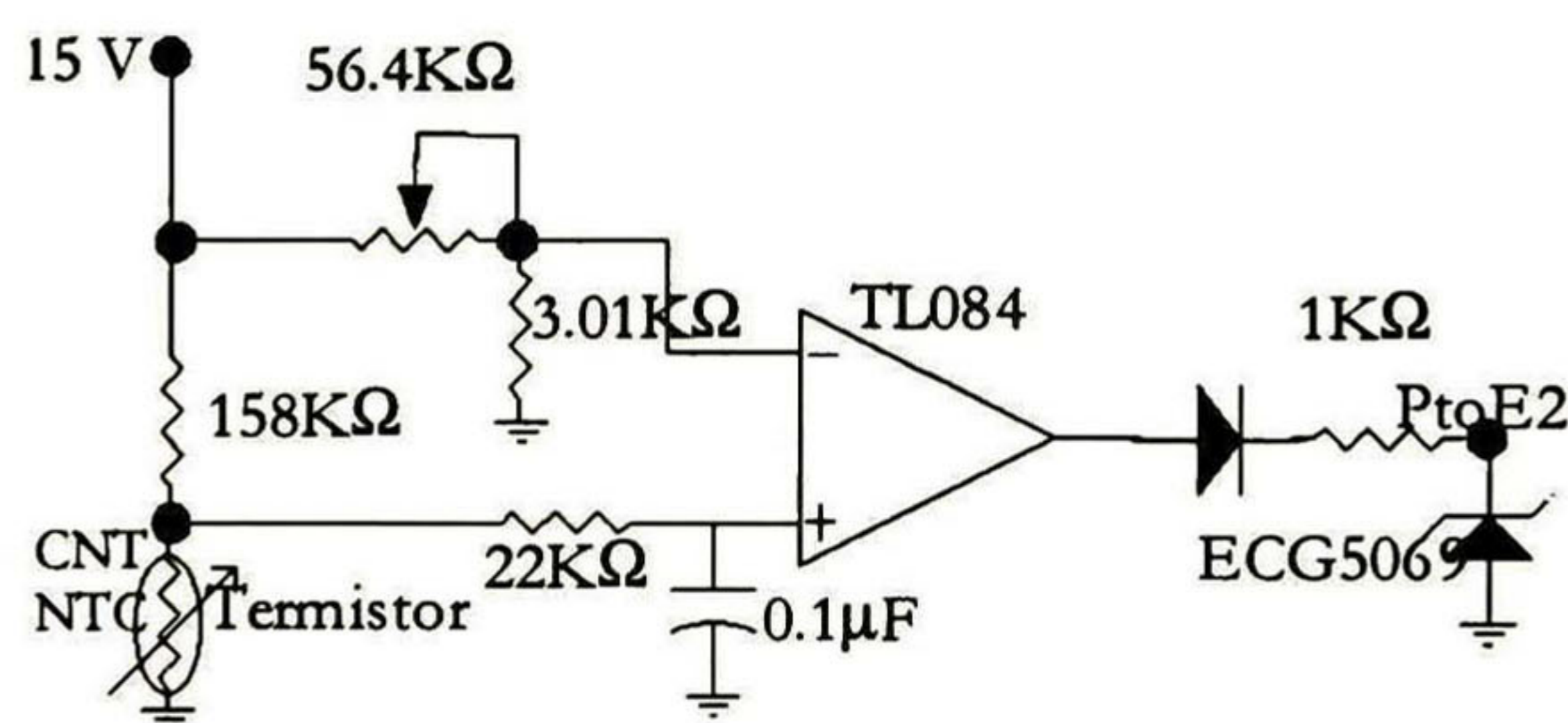


Figura 5.5 Circuito de protección contra sobrettemperatura

La protección contra arranque a plena velocidad se implementa mediante software utilizando la señal de voltaje de pedal acondicionado como información de entrada al microcontrolador. Si

éste último excede al valor de 0.5V en los primeros instantes de operación, entonces el equipo se apaga evitándose así el arranque del motor a una tensión diferente de cero. Cabe mencionar que los 0.5V representan el 10% del voltaje máximo. El arranque con un voltaje de pedal alto puede destruir a la etapa de potencia, ya que en los primeros instantes de tiempo se requieren corrientes de más de 100A; además de generarse un arranque violento. Respecto a la protección contra valor resistivo no apropiado del pedal, ésta ya no se requiere incorporar en el diseño aquí propuesto. Mientras el valor resistivo del pedal sea al menos un tercio menor que la resistencia R_{pp} la cual se encuentra en la entrada del circuito acondicionador del voltaje, el control de velocidad funcionará adecuadamente.

De todo lo anterior se puede concluir que, gracias al microcontrolador, la implementación de las funciones de protección y monitoreo en el sistema de control de velocidad son mucho más simples que en los controles convencionales basados en procesamiento analógico.

5.2.4.- Circuito Manejador de Compuerta

El manejador de compuerta provee la interfaz entre el circuito de control (esencialmente el microcontrolador) y la etapa de manejo de potencia. Se propone aquí que éste también provea un aislamiento eléctrico entre ambas etapas. El circuito propuesto se muestra en la Fig. 5.6, en donde R_L es la resistencia limitadora en el diodo del optoacoplador, R_{L1} es la resistencia limitadora en el transistor del optoacoplador, R_{L2} es la resistencia limitadora en el MOSFET, R_{L3} es la resistencia limitadora de corriente transitoria, R_{LG} es la resistencia limitadora de corriente de compuerta, M_a es un MOSFET canal *n*, T_1 y T_2 son transistores npn y pnp, respectivamente y Z_G es un diodo zener limitador. Se utilizó un arreglo “totem pole” de transistores BJT, en vez de un drenador común de MOSFET, principalmente porque los BJT son dispositivos más comunes y accesibles.

Para lograr el aislamiento eléctrico se utiliza el optoacoplador 4N25. Con éste se evita que posibles señales de ruido o corrientes y voltajes producidos por un corto en la etapa de potencia se transfieran a la de control [5].

El funcionamiento del manejador comienza cuando, a través de las terminales de la resistencia R_L conectada en serie con el anodo del fotodiodo del optoacoplador 4N25, se reciben los pulsos de la señal PWM. La luz producida por el fotodiodo activa al fototransistor obteniéndose en su colector la señal PWM invertida. Este fototransistor, a su vez, activa la compuerta del MOSFET M_a el cual controlará las bases de los transistores T_1 y T_2 . La función

del MOSFET M_a es proporcionar mayor capacidad de manejo de corriente en la señal PWM pues el optotransistor del 4N25 sólo maneja corrientes del orden de los 3.5mA. Los transistores T_1 y T_2 son los encargados directos de colocar la compuerta del IGBT de potencia en los valores de voltaje alto y de tierra; con esto, dan un encendido y un apagado apropiados [6]. La resistencia R_{L3} tiene la función de limitar la corriente transitoria producida en el corto intervalo de unos cuantos nanosegundos en que los transistores T_1 y T_2 conducen simultáneamente. La resistencia R_{LG} es la encargada de limitar a la corriente de compuerta y de hacer eficiente la conmutación de encendido del IGBT. Esto, a diferencia de un modulo de potencia constituido por MOSFET, en los que se requiere colocar dos resistencias para la conmutación: una de encendido y otra de apagado[8]. En el módulo de potencia propuesto, el diodo zener Z_G tiene la función de limitar el voltaje que llega a la compuerta del IGBT evitando así que se exceda de su valor máximo y que se dañe irremediabilmente este último dispositivo de potencia.

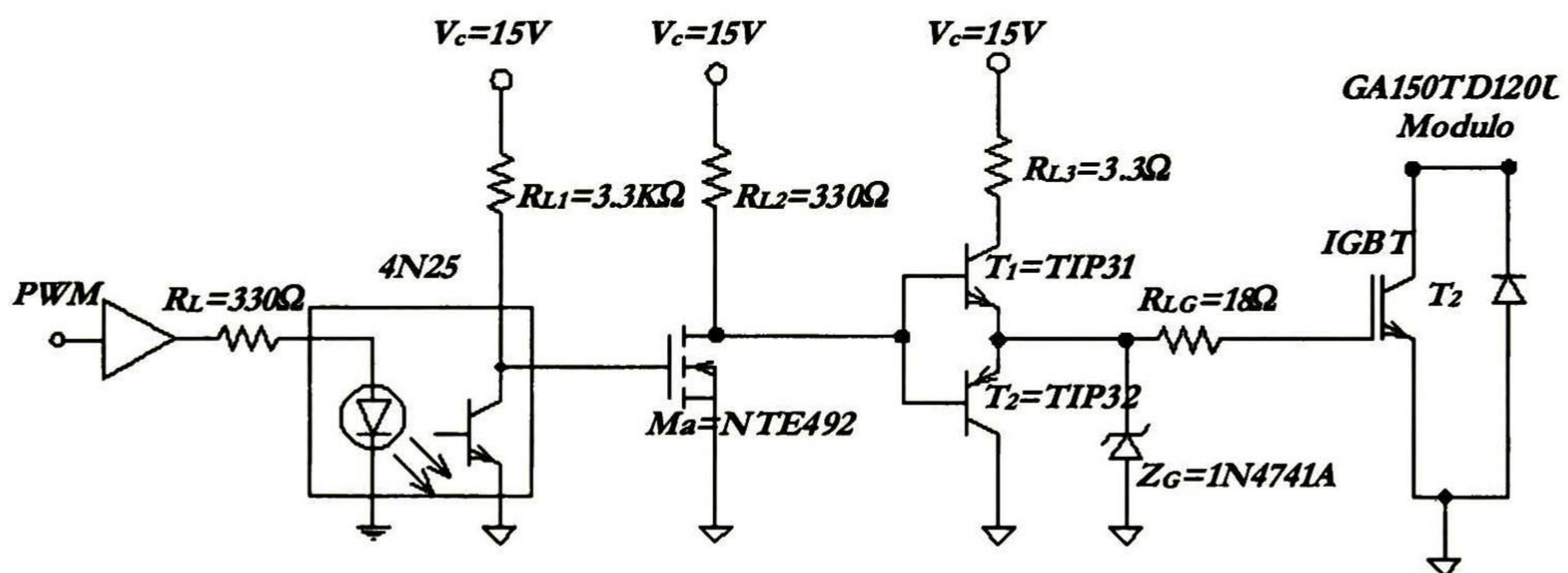


Figura 5.6 Circuito manejador de compuerta

5.3.-SIMULACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL PROTOTIPO

De la descripción anterior del prototipo propuesto para un control de velocidad de motores de CD en serie puede desarrollarse un modelo de software que permita simular su comportamiento. Es altamente deseable acoplar dicho modelo al del motor que se utiliza en las pruebas de laboratorio. Se ha elegido el paquete PSpice de OrCAD para desarrollar ambos modelos y efectuar así las simulaciones conjuntas. Dicho paquete tiene varias ventajas. Las dos más relevantes para este trabajo se dan a continuación. Primeramente, la gran mayoría de fabricantes de dispositivos electrónicos proporcionan modelos de sus productos que son

específicos para PSpice. En segundo lugar, PSpice recientemente ha incorporado una herramienta que permite integrar modelos de elementos no electrónicos; por ejemplo electromecánicos, térmicos, etc. Esta herramienta conocida como ABM (Analog Behavioral Modeling) ya se utilizó en el capítulo 2 para un primer modelo del motor empleado en las pruebas de laboratorio. A continuación se describe la adecuación de dicho modelo de motor para la simulación conjunta con el control propuesto, después se describe el desarrollo del modelo del control de velocidad y, finalmente, se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones.

5.3.1 Adecuación del Modelo del Motor de CD para Simulaciones Conjuntas

El diagrama que se ilustra en la Fig. 5.7 es semejante al modelo en ABM del motor que se describió en el capítulo 2 y que se esquematiza en la Fig. 2.14. La modificación consiste en representar el subdiagrama 3 en forma circuital en vez de con los diagramas de simulación en variables de estado empleados con la Fig. 2.14. En el subdiagrama modificado 3 de la Fig. 5.7 ahora el valor de la corriente de malla i_s se extrae mediante una fuente de voltaje controlada por corriente. Respecto a la fuerza electromotriz inducida E_a , ahora se retroalimenta al subdiagrama modificado 3 mediante una fuente de voltaje controlada por voltaje con ganancia unitaria. La ventaja de la representación circuital del subdiagrama modificado 3 es hacer flexible el modelo del motor para su posterior acoplamiento con el modelo del control de velocidad. Con relación al uso de la herramienta ABM, cabe mencionar que todos los cálculos en los bloques analógicos se efectúan con voltajes y, por ello, se debe tener cuidado con las unidades al interpretar los resultados.

Otro refinamiento necesario para el modelo del motor fue el de obtener un valor de inductancia de ambos devanados en serie que fuera más representativo de las condiciones de operación con el control de velocidad. En el capítulo 2 se recordará que la inductancia se obtuvo con el rotor bloqueado. Posteriores pruebas de laboratorio mostraron que el rizo de la corriente introduce efectos significativos en el valor de la inductancia efectiva. En forma empírica se determinó un valor de $L_r=75\mu\text{H}$ para un rizo típico de 2500Hz.

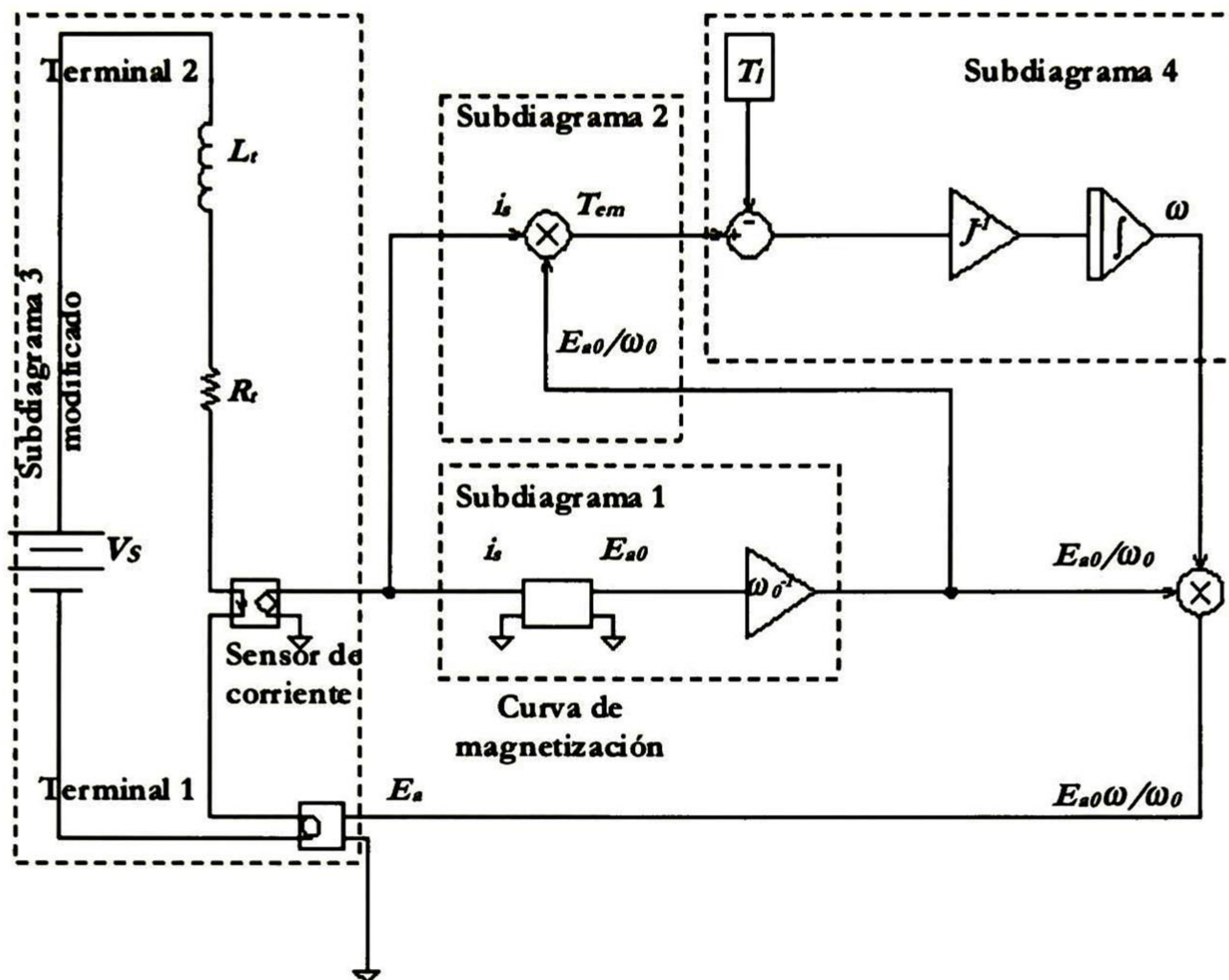


Figura 5.7 Modelo del motor serie de CD modificado utilizando bloques de comportamiento analógico (ABM)

5.3.2.- Representación en PSpice del Control de Velocidad Propuesto

La Fig. 5.1 muestra el diagrama de bloques del control de velocidad propuesto. Además, con excepción del microcontrolador, los circuitos que implementan a cada bloque están dados por las figuras 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 y 5.6. De todas estas figuras y de la representación del microcontrolador, el modelo PSpice del control de velocidad se sigue de una manera directa.

En cuanto al microcontrolador, inicialmente se buscó darle una representación más o menos detallada; sin embargo, rápidamente se observó que esto representaba una carga excesiva para el paquete PSpice. Se desarrolló entonces una representación simple del microcontrolador la cual consistió en una fuente de pulsos rectangulares controlada por el voltaje de referencia acondicionado y discretizado, así como por las diferentes señales de protección.

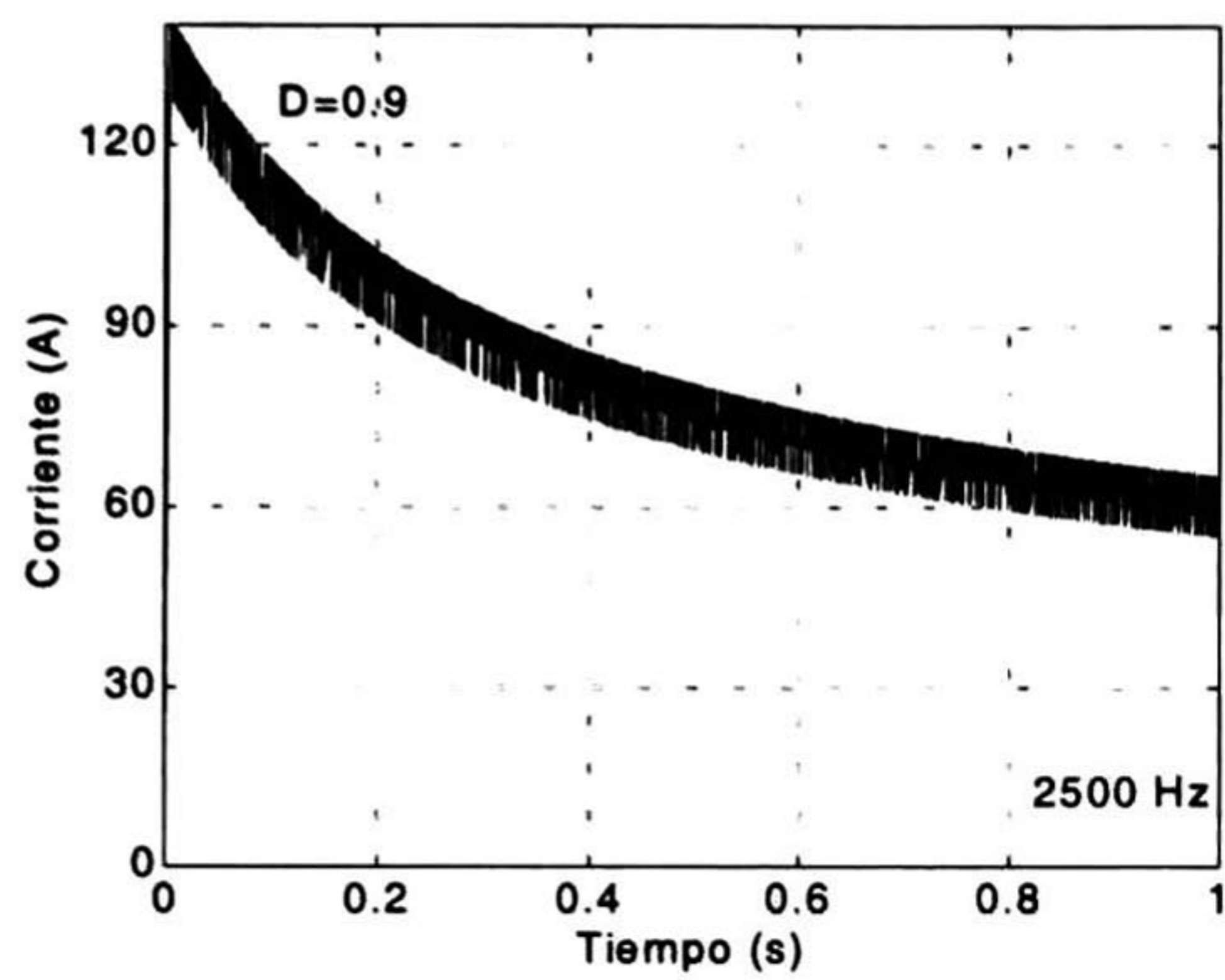
5.3.3.- Resultados de la Simulación del Prototipo Propuesto

Una vez acoplados los modelos PSpice del motor y de su control se procede a simular la operación, tanto en el estado transitorio de arranque como en el estado estable. Las figuras 5.8a, 5.8b, 5.8c y 5.8d muestran el transitorio de arranque del motor sin carga, para las respectivas frecuencias del PWM de 2500, 2250, 2100 y 2250Hz, así como para los correspondientes índices de modulación $D=0.9, 0.7, 0.5$ y 0.3 .

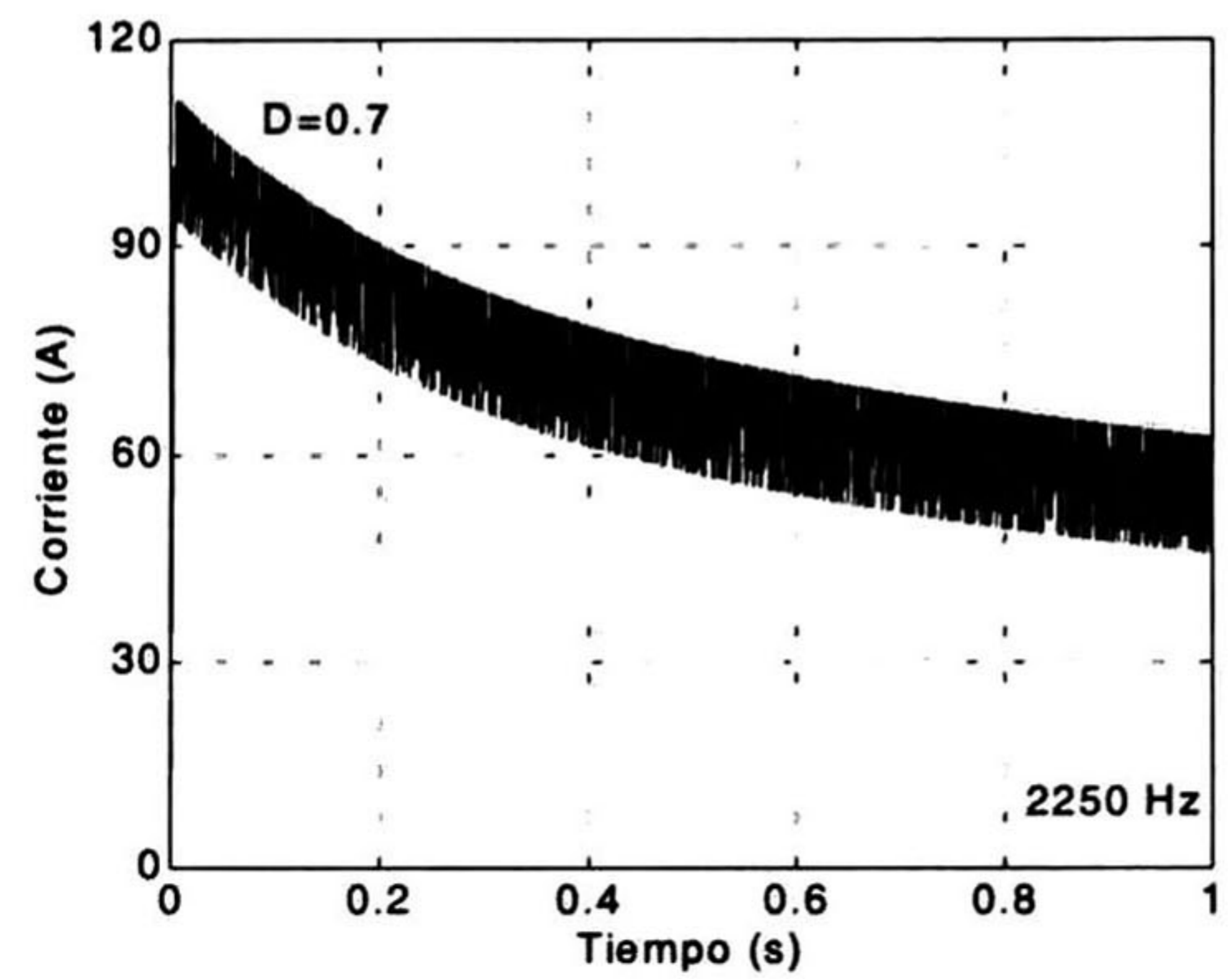
Los mismos casos de arranque se simulan otra vez, aunque ahora se incluyen una carga de $2\text{N}\cdot\text{m}$. Las respectivas corrientes transitorias se muestran en las figuras 5.9a, 5.9b, 5.9c y 5.9d. Estas curvas deben compararse con sus contrapartes de las figuras 5.8. Puede observarse que la carga prácticamente no influye en el primer pico de corriente, aunque sí en las tendencias hacia las corrientes en estado estable que serán mayores para el motor con carga. Otra observación pertinente es que la presencia de carga tiende a disminuir la amplitud del rizo. Las Figs. 5.10a, 5.10b, 5.10c y 5.10d muestran el comportamiento del par del motor en el arranque con carga. Puede verse la relación cuadrática entre la corriente y el par.

Con el modelo conjunto pueden obtenerse otras variables difíciles de observar en una prueba de laboratorio sobre un sistema físico. Ejemplo de ello es la FEM inducida, la cual se muestra en la Fig. 5.11a. Nótese que en esta figura se eliminó el resultado para $D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$. La razón es que el encimamiento con las otras curvas no permitía una apreciación clara. Finalmente, la Fig. 5.11b proporciona las curvas de velocidad angular en el transitorio de arranque. Puede notarse que éstas son prácticamente proporcionales al valor suavizado (promedio) de las curvas de FEM de la Fig. 5.11a.

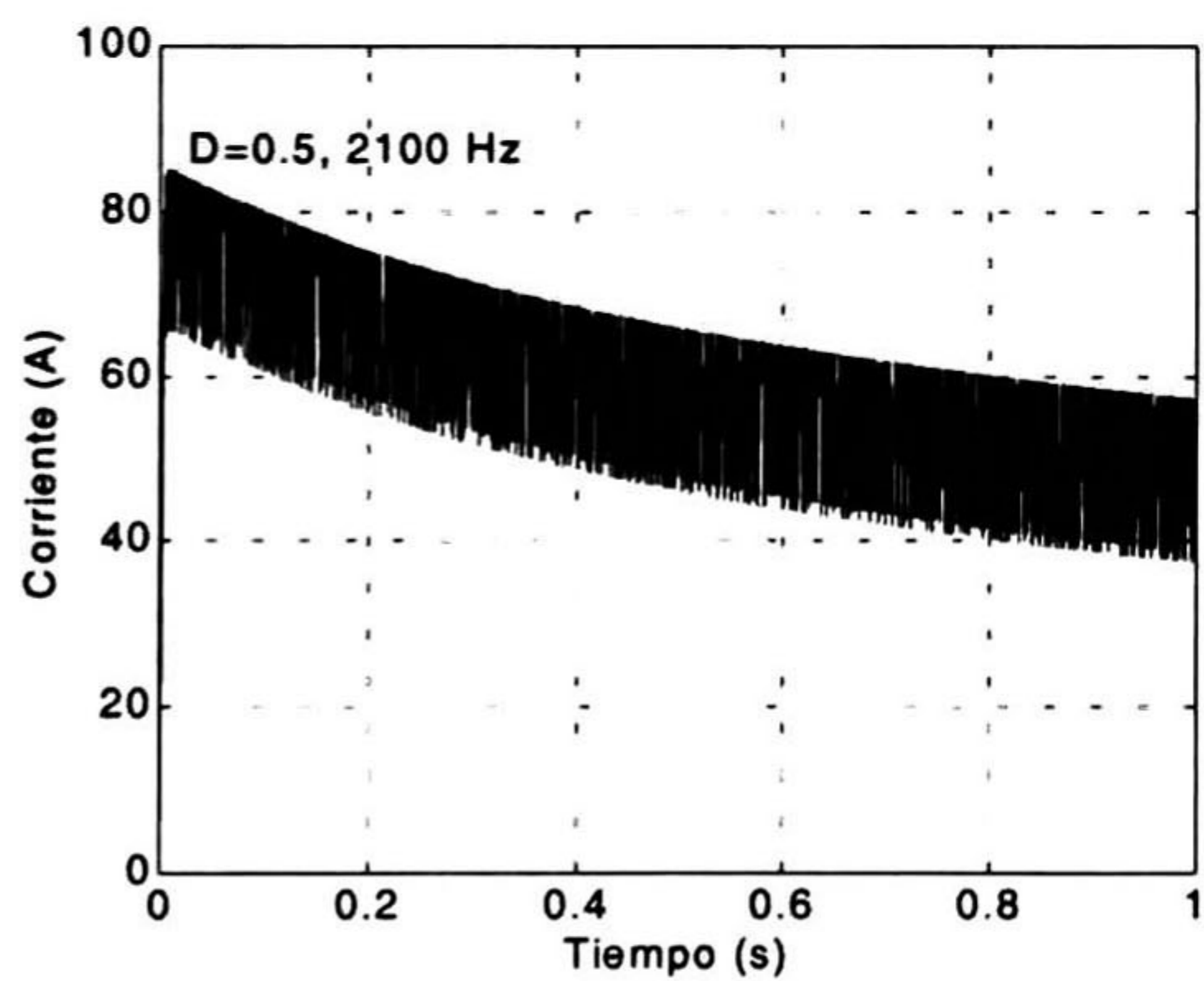
Ahora se simula la operación en estado estable del sistema sin carga para los índices de modulación y frecuencias de las figuras 5.8. La forma más directa de obtener el estado estable es simulando un tiempo largo después del arranque; sin embargo, el tiempo de cómputo era excesivo, aún para el primer segundo del transitorio; del orden de 40 minutos en una computadora Pentium II de 400MHz. Los resultados de las figuras 5.8 dieron la pauta para arrancar la simulación con una velocidad inicial lo más cercano al estado estable. Esta se determino en $\omega_0=180.6\text{rad/s}$. La Fig. 5.12 muestra el transitorio para el caso $D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$; se puede ver ahí que éste es muy breve. También lo es para los otros tres casos ($D=0.9, 0.5$ y 0.3). Las figuras 5.13a, 5.13b, 5.13c y 5.13d muestran ampliaciones del rizo en estado estable para los cuatro casos considerados.



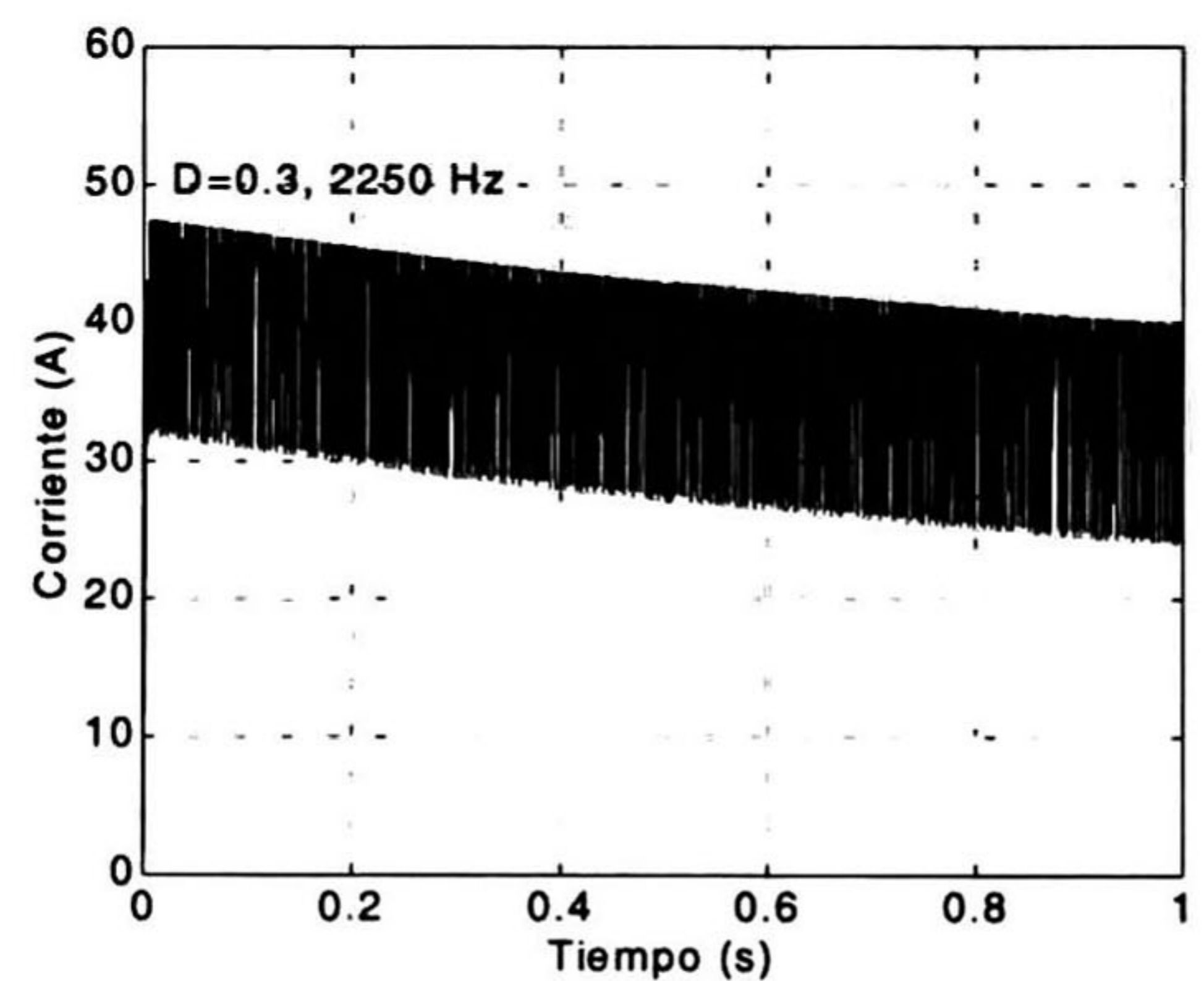
(a)



(b)

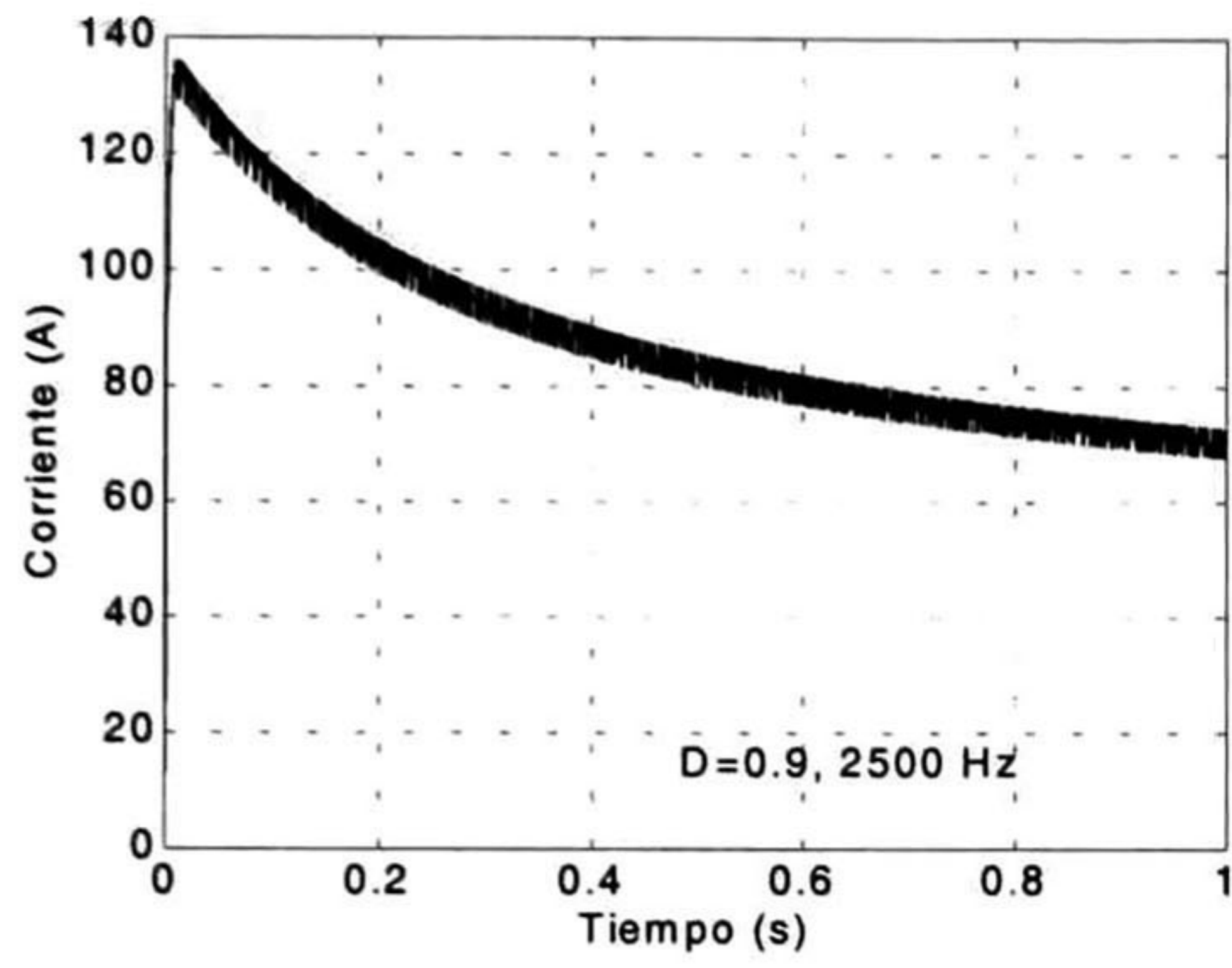


(c)

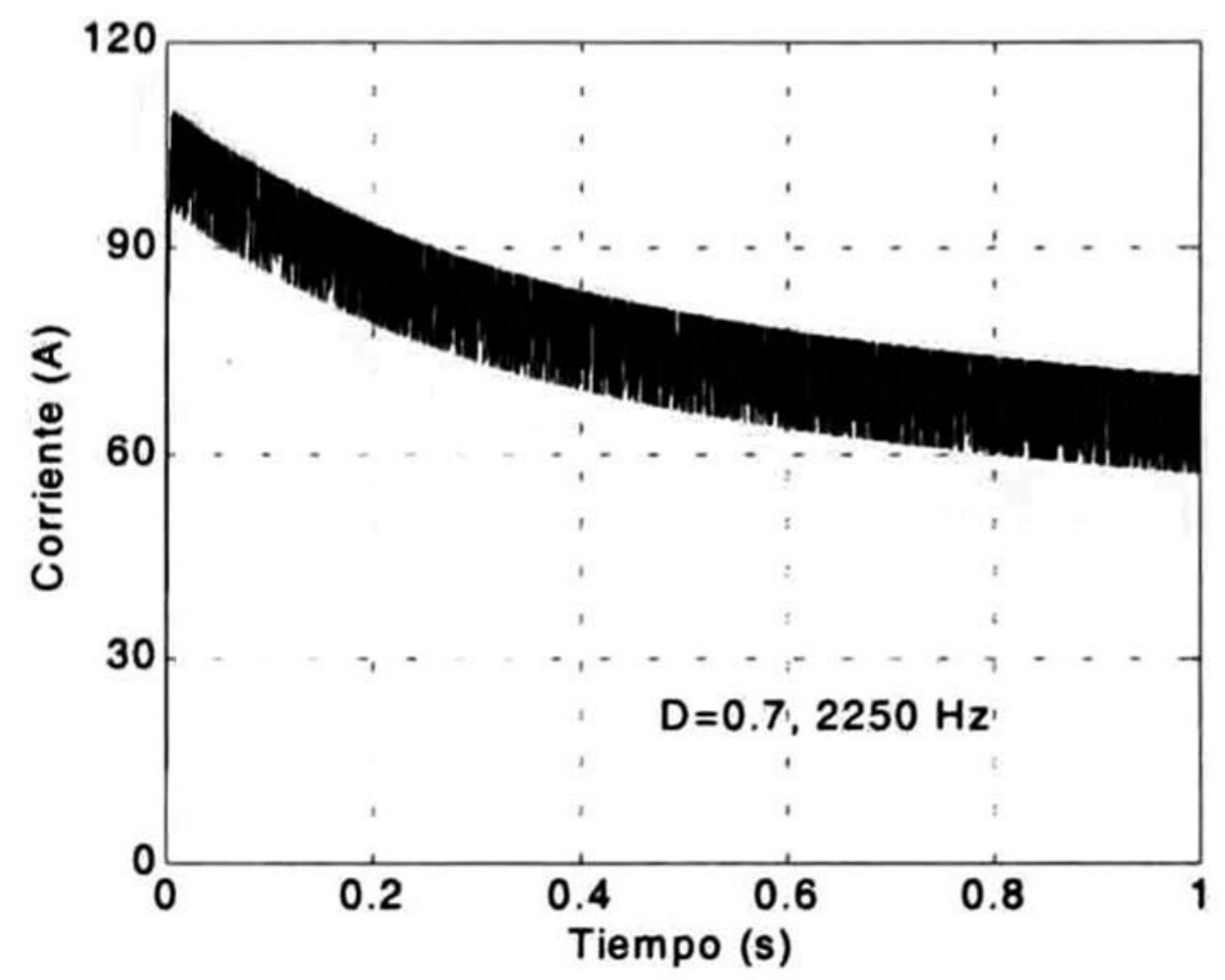


(d)

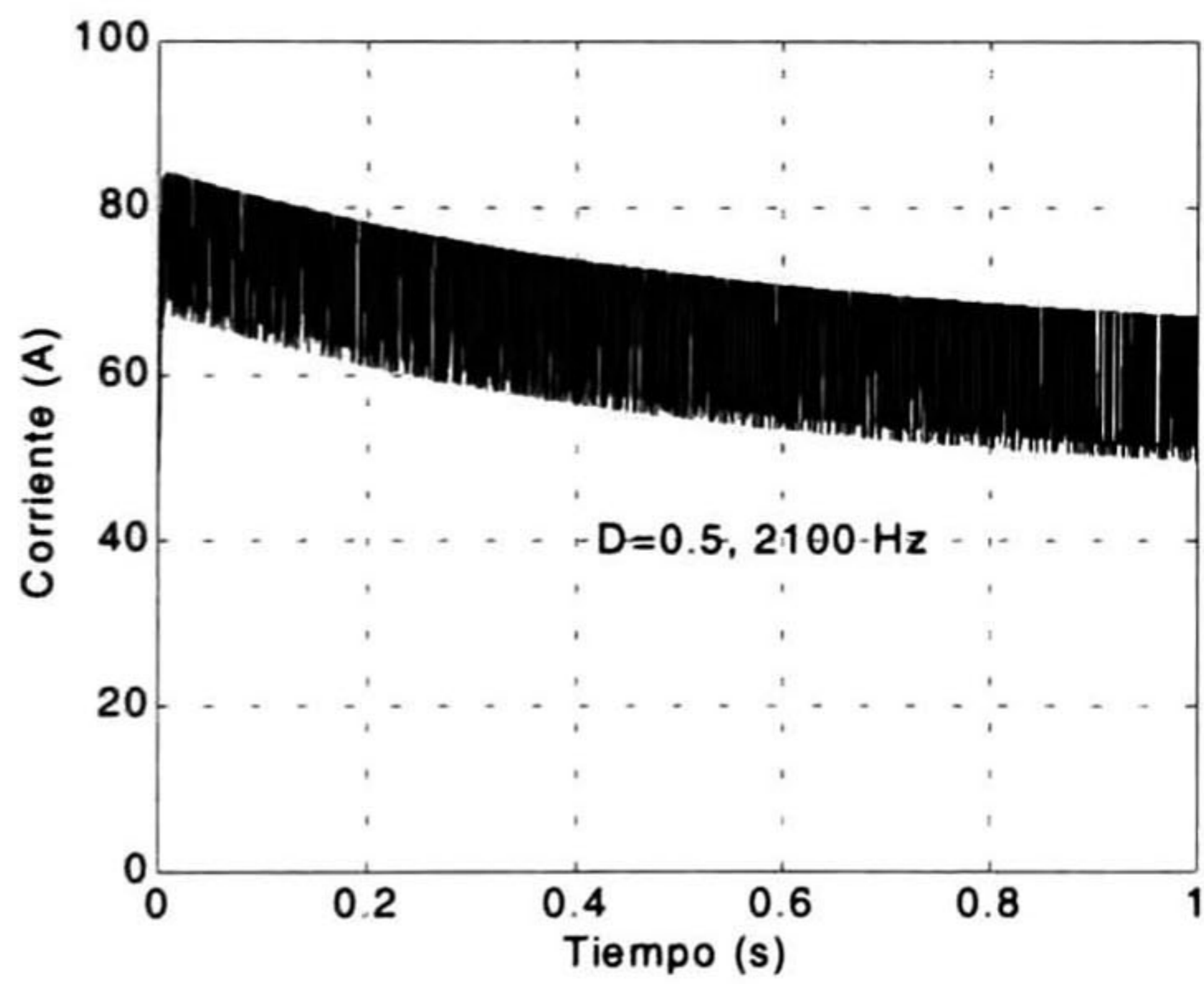
Figura 5.8 Simulación de la corriente en estado transitorio sin carga (a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$, (b) $D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$, (c) $D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$, (d) $D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.



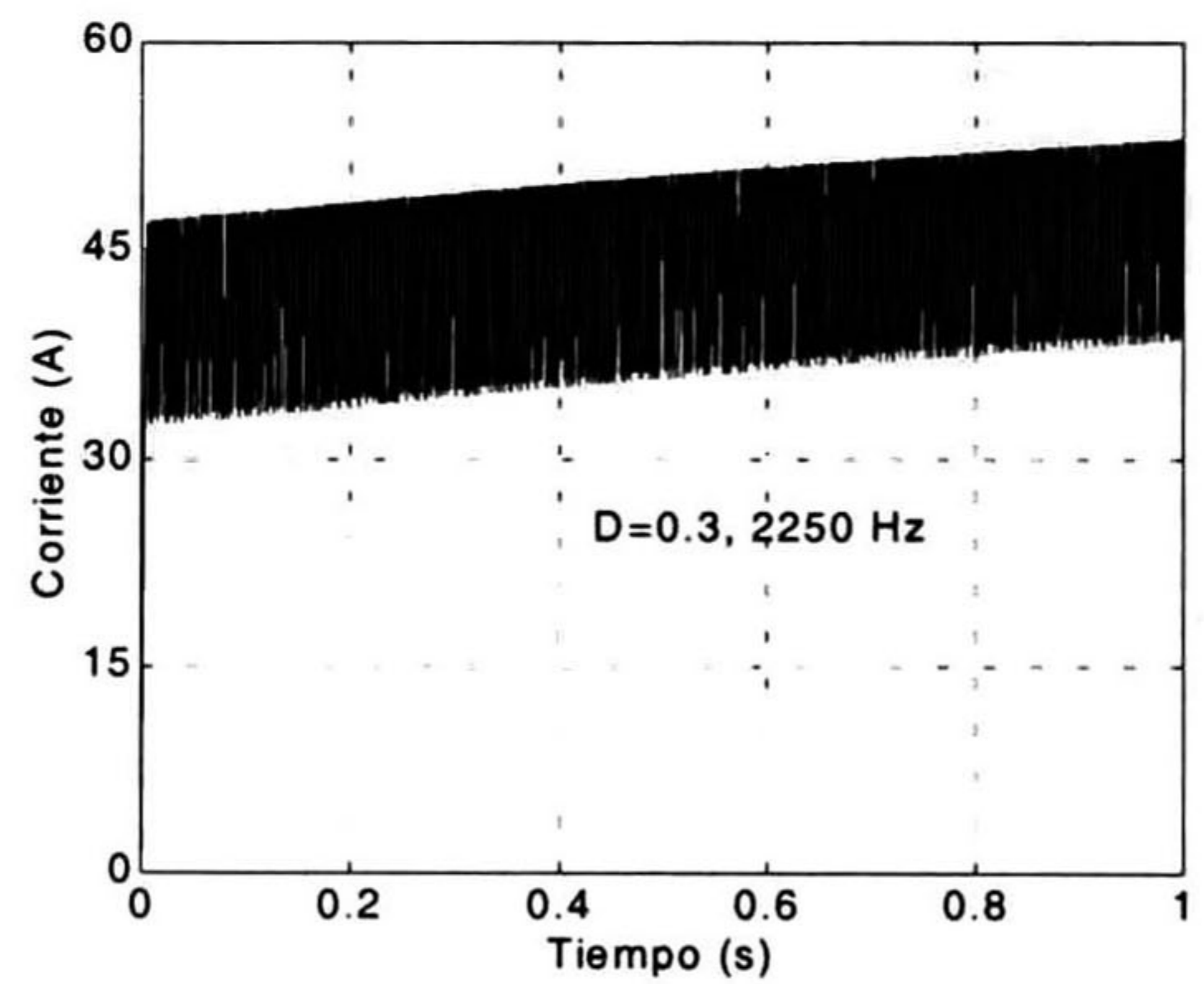
(a)



(b)

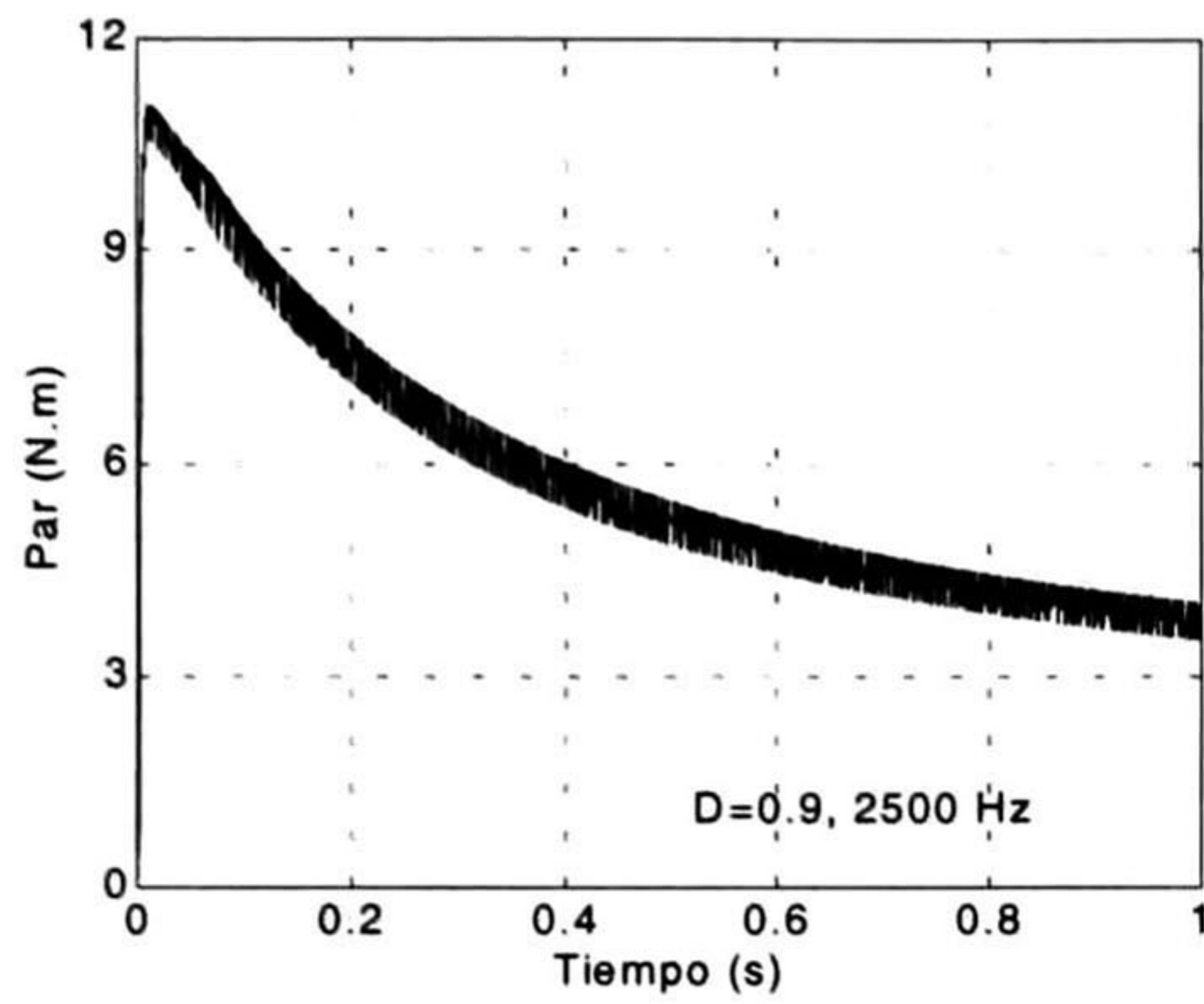


(c)

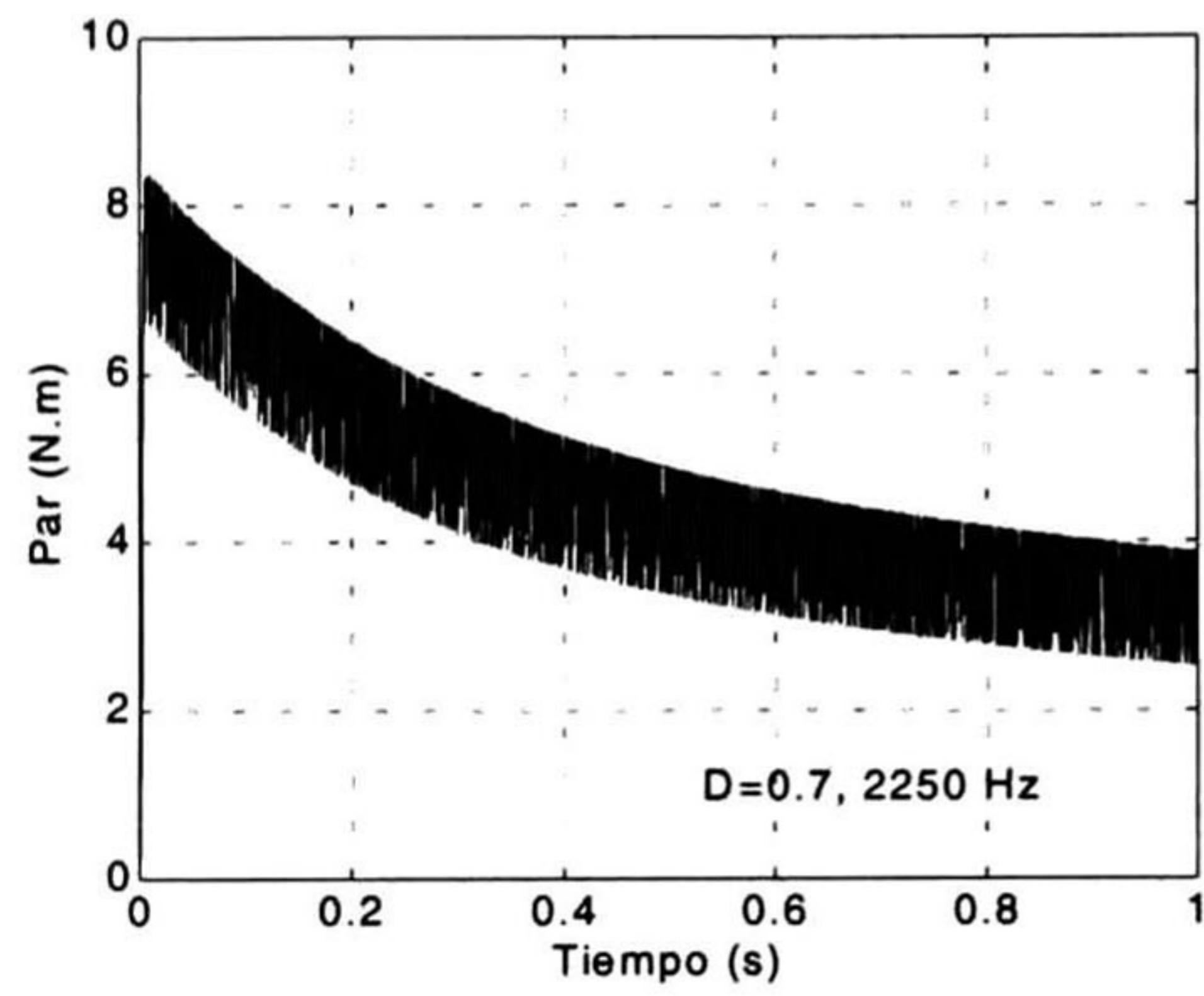


(d)

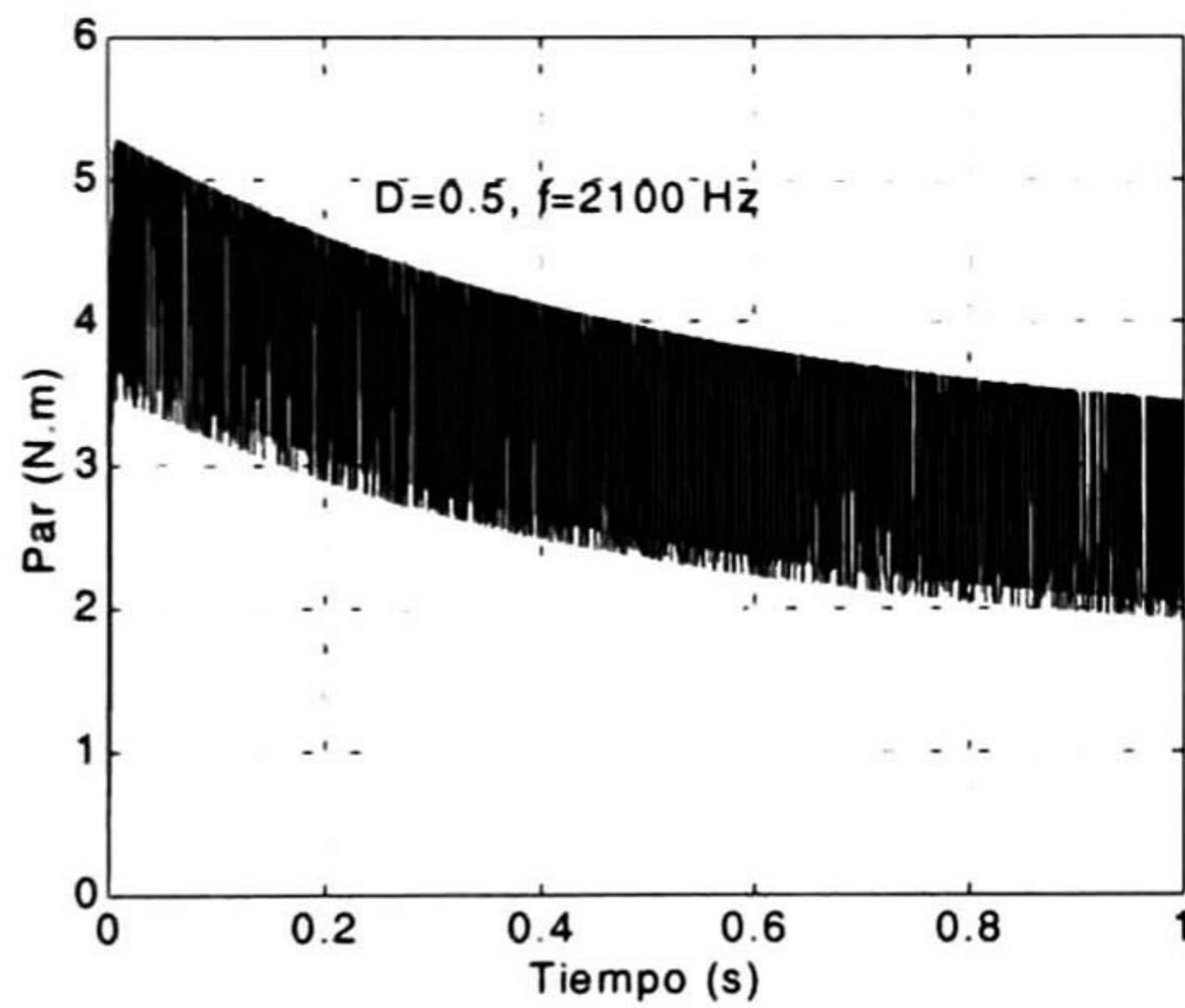
Figura 5.9 Simulación de la corriente en estado transitorio para una carga de 2N·m (a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500$ Hz, (b) $D=0.7$ y $f=2250$ Hz, (c) $D=0.5$ y $f=2100$ Hz, (d) $D=0.3$ y $f=2250$ Hz.



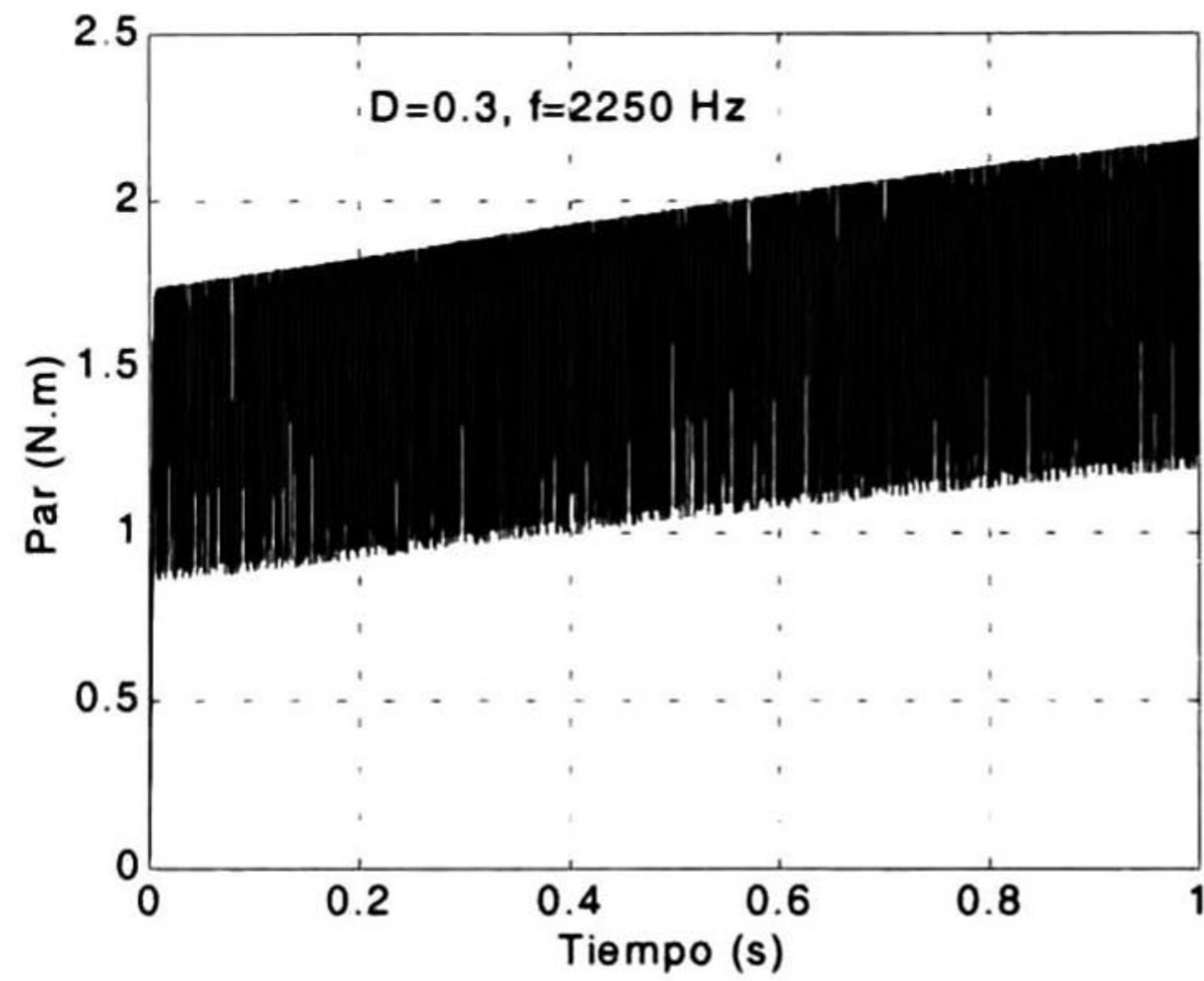
(a)



(b)

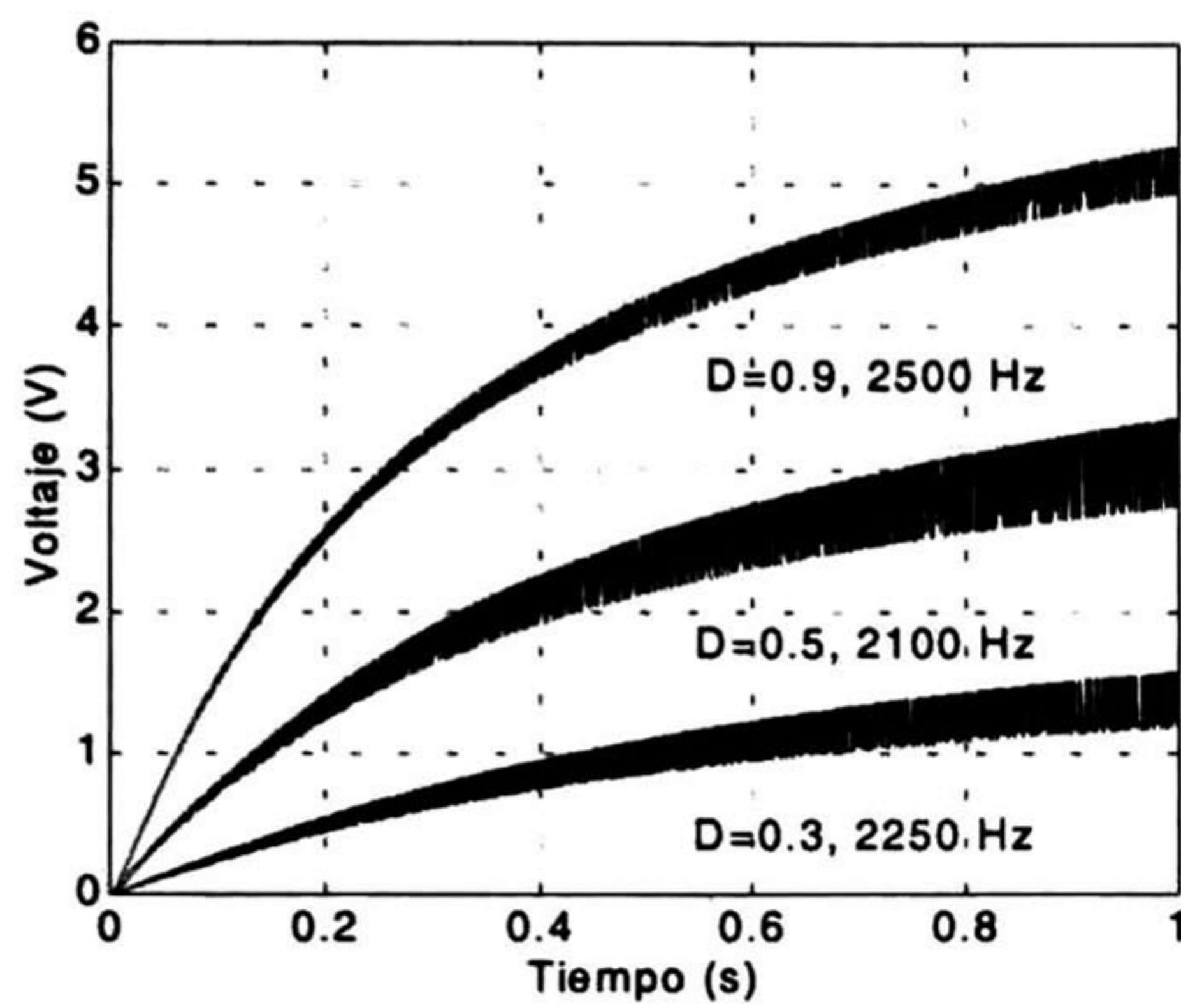


(c)

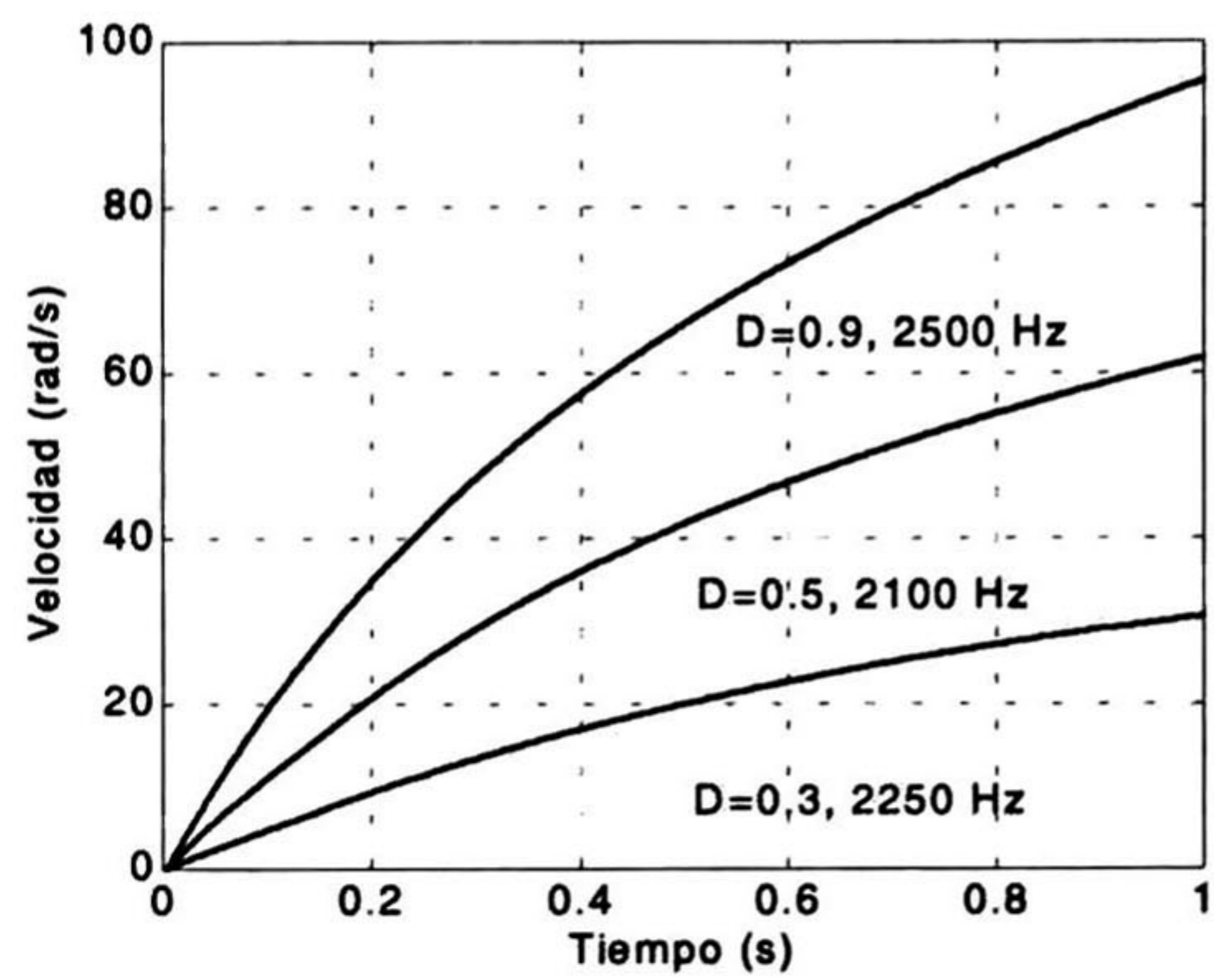


(d)

Figura 5.10 Simulación del par producido por el motor en estado transitorio para una carga de $2\text{N}\cdot\text{m}$ (a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500\text{Hz}$, (b) $D=0.7$ y $f=2250\text{Hz}$, (c) $D=0.5$ y $f=2100\text{Hz}$, (d) $D=0.3$ y $f=2250\text{Hz}$.



(a)



(b)

Figura 5.11 Simulación de (a) la fuerza electromotriz en estado transitorio para ciclos de trabajo del 30, 50 y 90% para una carga de $2\text{N}\cdot\text{m}$ (a) la velocidad angular en estado transitorio para ciclos de trabajo del 30, 50 y 90% con la misma carga.

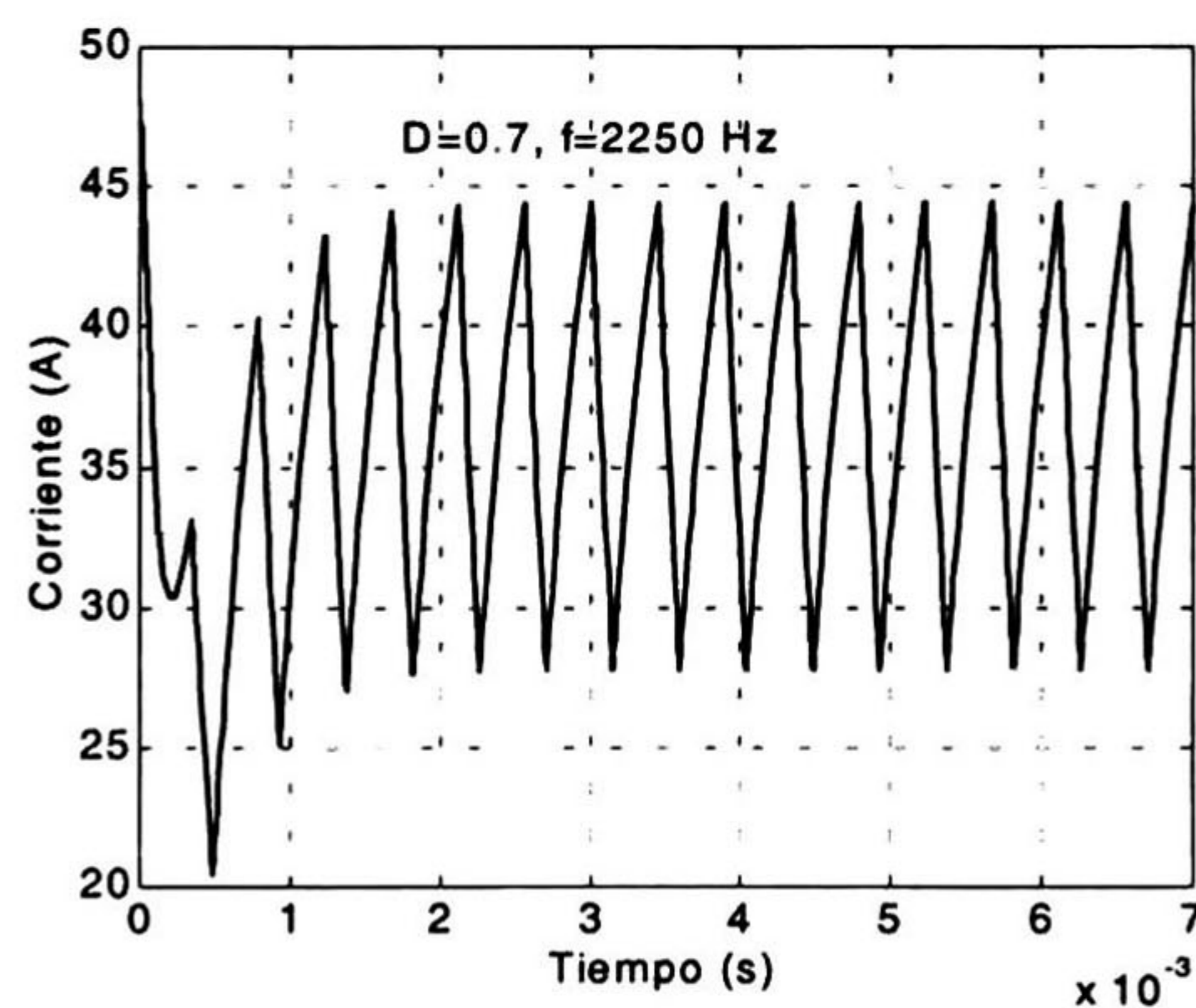
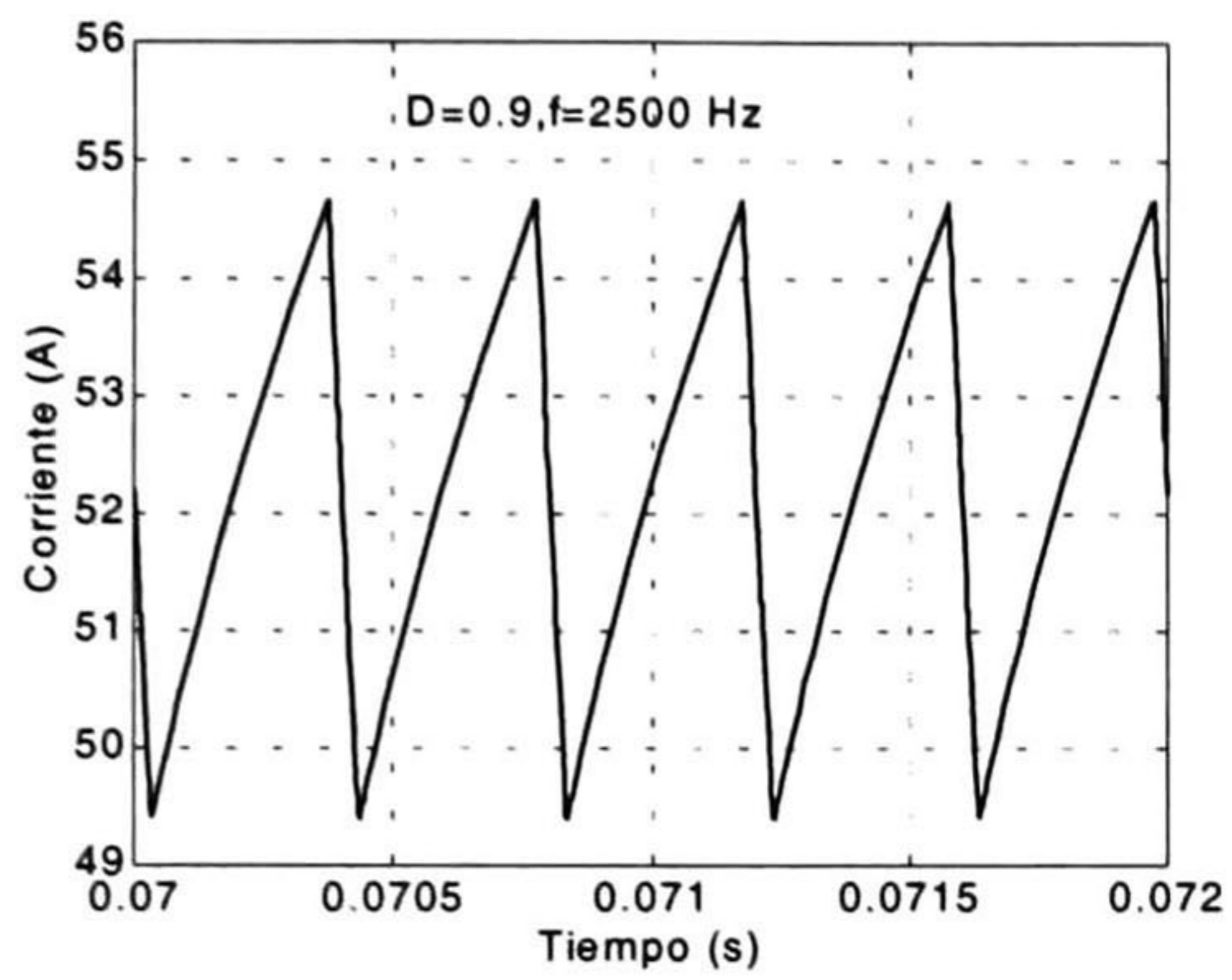
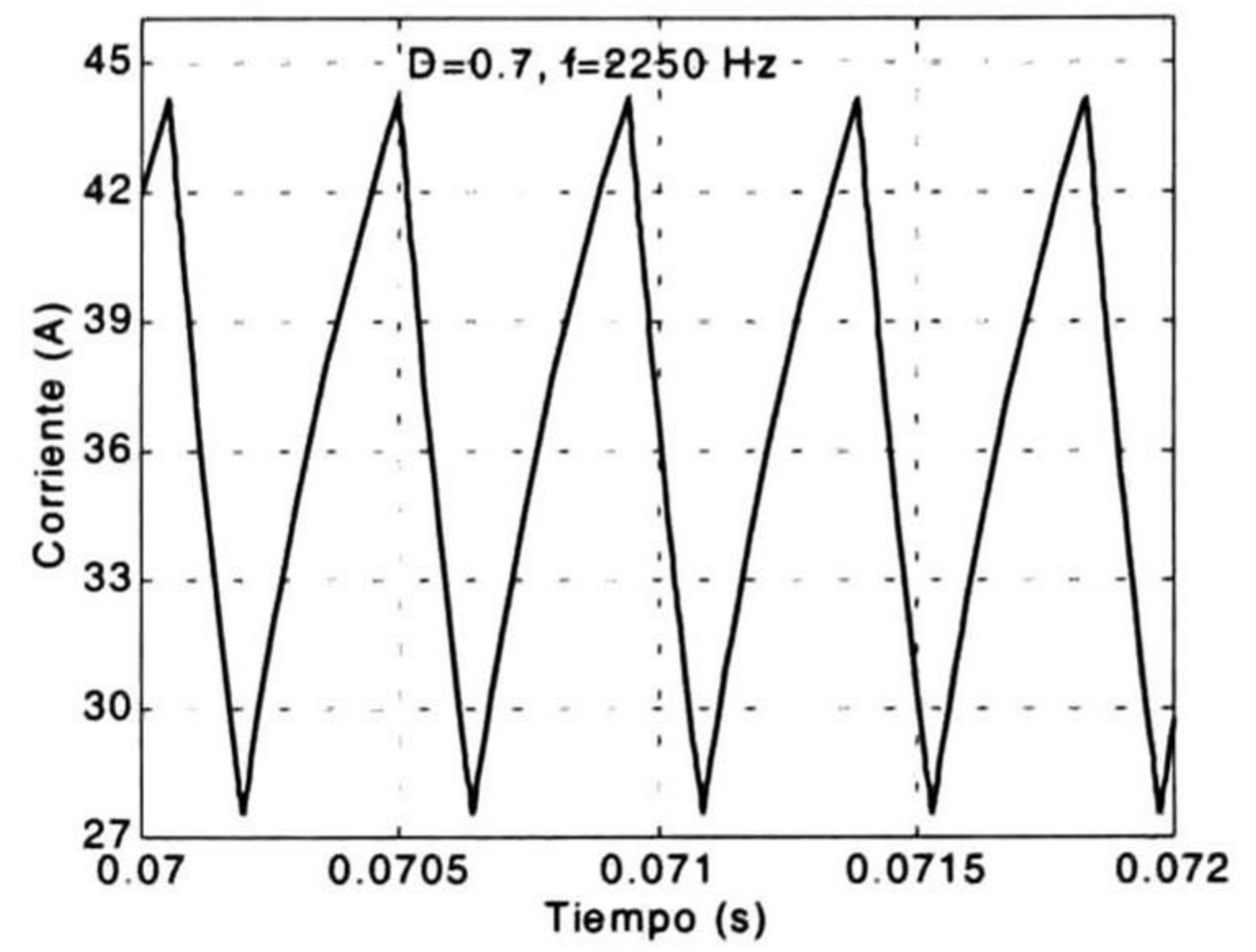


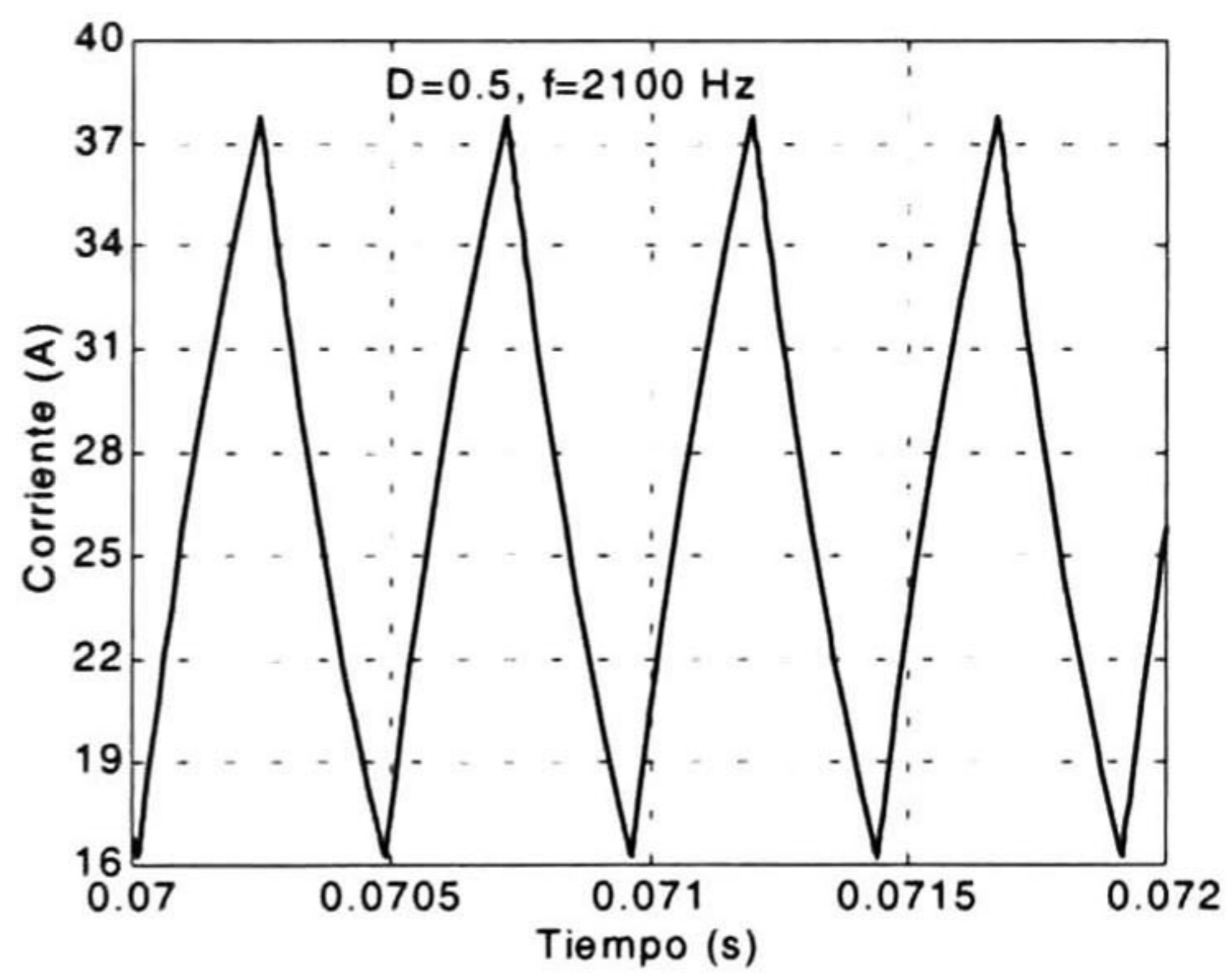
Figura 5.12 Corriente obtenida en la simulación del arranque del motor de CD sin carga, con un índice de modulación $D=0.7$, frecuencia de 2250Hz y una velocidad angular inicial de 180.6rad/s .



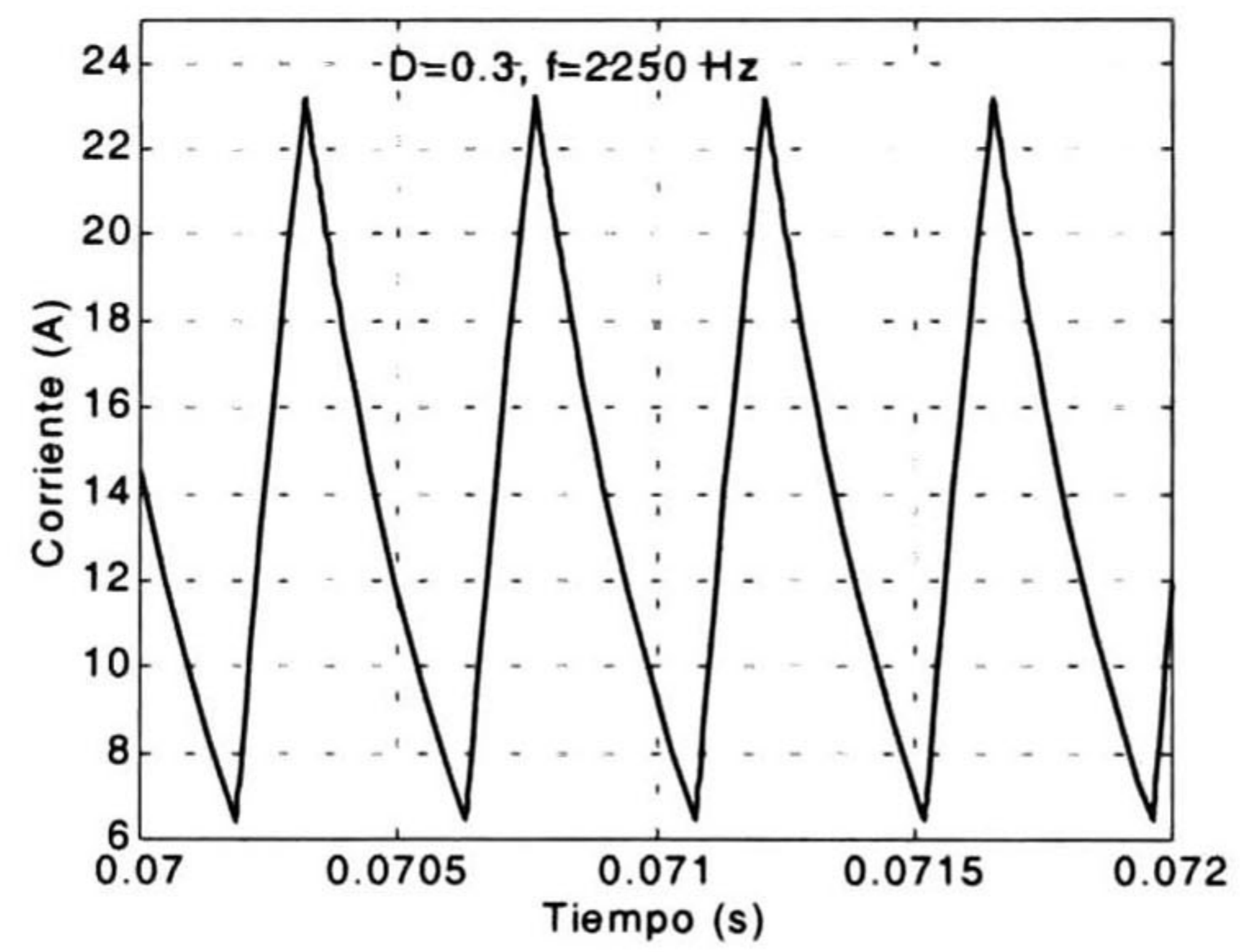
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.13 Simulación de la corriente en estado estable sin carga (a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500$ Hz, (b) $D=0.7$ y $f=2250$ Hz, (c) $D=0.5$ y $f=2100$ Hz, (d) $D=0.3$ y $f=2250$ Hz.

5.4.- PRUEBAS DE LABORATORIO AL PROTOTIPO FÍSICO

A continuación se describe la implementación del prototipo y las pruebas de laboratorio realizadas en él. Se incluyen, primeramente, las consideraciones de diseño del disipador térmico para la etapa de potencia; luego, se da una descripción general del montaje del motor de CD serie, del controlador de velocidad y de la instrumentación utilizada; finalmente, se incluyen curvas de comportamiento experimental, tanto de estudios transitorios como de estado estable. Todas estas curvas se comparan con las simulaciones de la sección anterior.

5.4.1.- Consideraciones de Implementación Física

La Fig. 5.14a esquematiza la conducción térmica desde el dispositivo de silicio hasta el medio ambiente que usualmente es el aire, pasando por el empaquetamiento que envuelve al semiconductor. La Fig. 5.14b ilustra el modelo del comportamiento térmico del montaje de la Fig. 5.14a. Se hace la analogía con un circuito eléctrico, donde las temperaturas corresponden a voltajes y las conductividades térmicas a conductividades eléctricas. T_J es la temperatura de la unión del semiconductor, T_C es la temperatura del empaquetamiento donde se encuentra contenido el semiconductor, T_S es la temperatura del disipador, T_A es la temperatura del medio ambiente, R_{JC} es la resistencia térmica de unión al empaquetamiento, R_{CS} es la resistencia térmica entre el empaquetamiento y el disipador, R_{SA} es la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente y P_D es la potencia disipada por el IGBT ó por el diodo, la cual es análoga a la corriente.

Con base en el circuito de la Fig. 5.14b se tiene:

$$T_J = P_D (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) + T_A, \quad (5.1)$$

donde:

$$R_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - R_{JC} - R_{CS}, \quad (5.2)$$

o bien:

$$R_{SA} = \frac{T_S - T_A}{P_D}. \quad (5.3)$$

La resistencia R_{SA} proporciona suficiente información para determinar el tamaño adecuado del disipador. Hay que tomar en cuenta que el módulo GA150TD120U cuenta con 2 IGBT y, cada uno de ellos, con un diodo en antiparalelo; por lo tanto, es de esperarse que cada uno de estos dispositivos presente una resistencia térmica en su unión con el empaquetamiento ' R_{JC} '. Los

valores de éstas los proporciona el fabricante. Para cada IGBT $R_{JC(MAXIMA)}=0.16^{\circ}\text{C}/\text{W}$, mientras que para cada diodo $R_{JC(MAXIMA)}=0.20^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Aquí, se escoge el valor máximo entre estos dos y con ello se asegura que la máxima temperatura no sea excedida. La resistencia térmica del empaquetamiento al disipador es también proporcionada por el fabricante y tiene un valor típico de $R_{CS(TIPICA)}=0.1^{\circ}\text{C}/\text{W}$. La temperatura del ambiente se toma a un valor típico de $30^{\circ}\text{C}/\text{W}$, mientras que la potencia de disipación para el IGBT estará dada por la siguiente expresión:

$$P_D = V_{CE(ON)} I_{CE(PROMEDIO)}, \quad (5.4)$$

donde $V_{CE(ON)}$ es el voltaje de colector a emisor cuando el transistor se encuentra activado mientras que $I_{CE(PROM)}$ es la corriente promedio de colector a emisor. Entonces, si $V_{CE(ON)}=2.4\text{V}$ e $I_{CE(PROM)}=60\text{A}$, la potencia de disipación será de 144W . La temperatura de unión T_j del modulo GA150TD120U tiene un rango de operación de -40 a 150°C y, para mantenerla dentro de éste, se escoge una temperatura en el disipador ' T_s ' de 75°C . Aplicando la ecuación 5.3 puede ahora determinarse la resistencia R_{SA} . Para el caso en cuestión se obtiene un valor de $0.3125^{\circ}\text{C}/\text{W}$ el cual sirve para determinar el tamaño y la geometría del disipador. Con los datos obtenidos anteriormente se logra entonces una temperatura de unión T_j de 118°C , manteniéndose así un margen de seguridad de 32°C con respecto a la máxima temperatura de unión permisible.

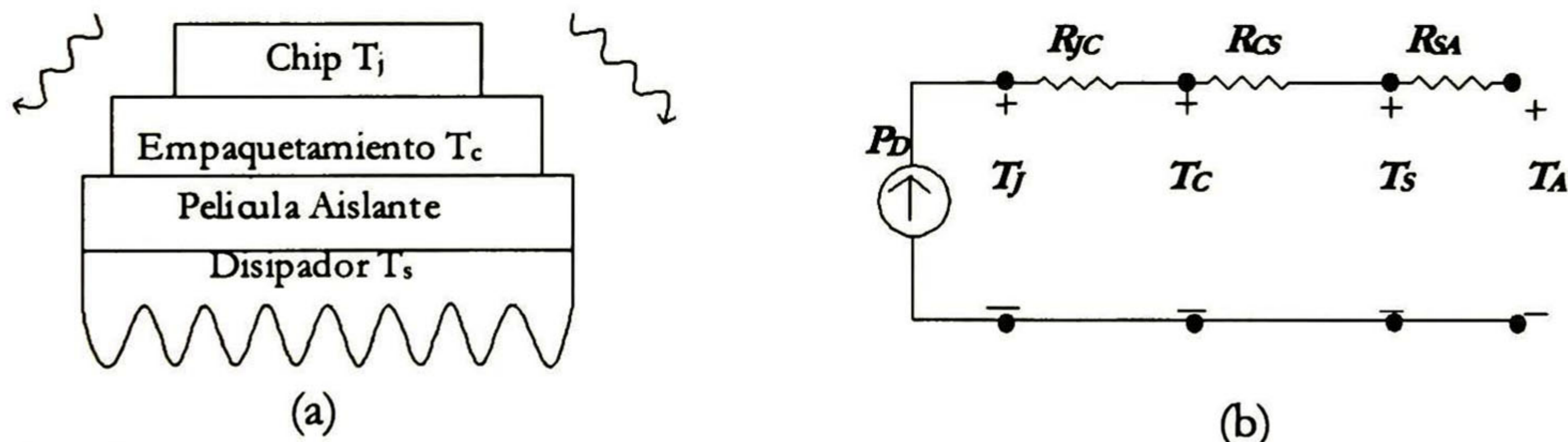


Figura 5.14 Disipación de calor en el dispositivo electrónico de potencia (a) flujo de la temperatura desde el dispositivo de silicio hasta el medio ambiente (b) circuito equivalente basado en resistencias térmicas.

5.4.2.- Montaje del Sistema Control/Motor

La Fig. 5.15 muestra una fotografía del montaje experimental para las pruebas de laboratorio del prototipo del control de velocidad. Ahí puede observarse el motor de 1hp, el cual está sujeto a un banco metálico robusto. También puede observarse ahí el freno manual implementado para fines de evitar el desbocamiento del motor así como de aplicar carga. La

energía que alimenta al sistema proviene de una batería de automóvil de 12V y 11 celdas. La corriente de suministro pasa primero por un fusible de acción lenta de 60A y por un relevador electromecánico de suministro y corte de energía. La Fig. 5.16 muestra una fotografía del control de velocidad y en ésta se puede distinguir el módulo de potencia de IGBT con el disipador térmico, así como el circuito electrónico de control compuesto por el microcontrolador y por los manejadores de compuerta. La Fig. 5.17 muestra una fotografía de la resistencia de potencia y del sensor de corriente de efecto Hall, está también se utilizó en sustitución de un banco de resistencias en la caracterización del motor, así como para limitar la corriente en diferentes pruebas. Finalmente, la Fig. 5.18 muestra una fotografía de los instrumentos principales utilizados en las pruebas de laboratorio. Estos son un osciloscopio HEWLETT PACKARD 54600B y una computadora personal Pentium de 75MHz. La computadora sirvió para capturar las formas de onda provenientes del osciloscopio, utilizando para ello el programa HP Bench Link Scope. La computadora también permitió procesar dicha información utilizando paquetes como Excel, WordPad y MATLAB, entre otros.

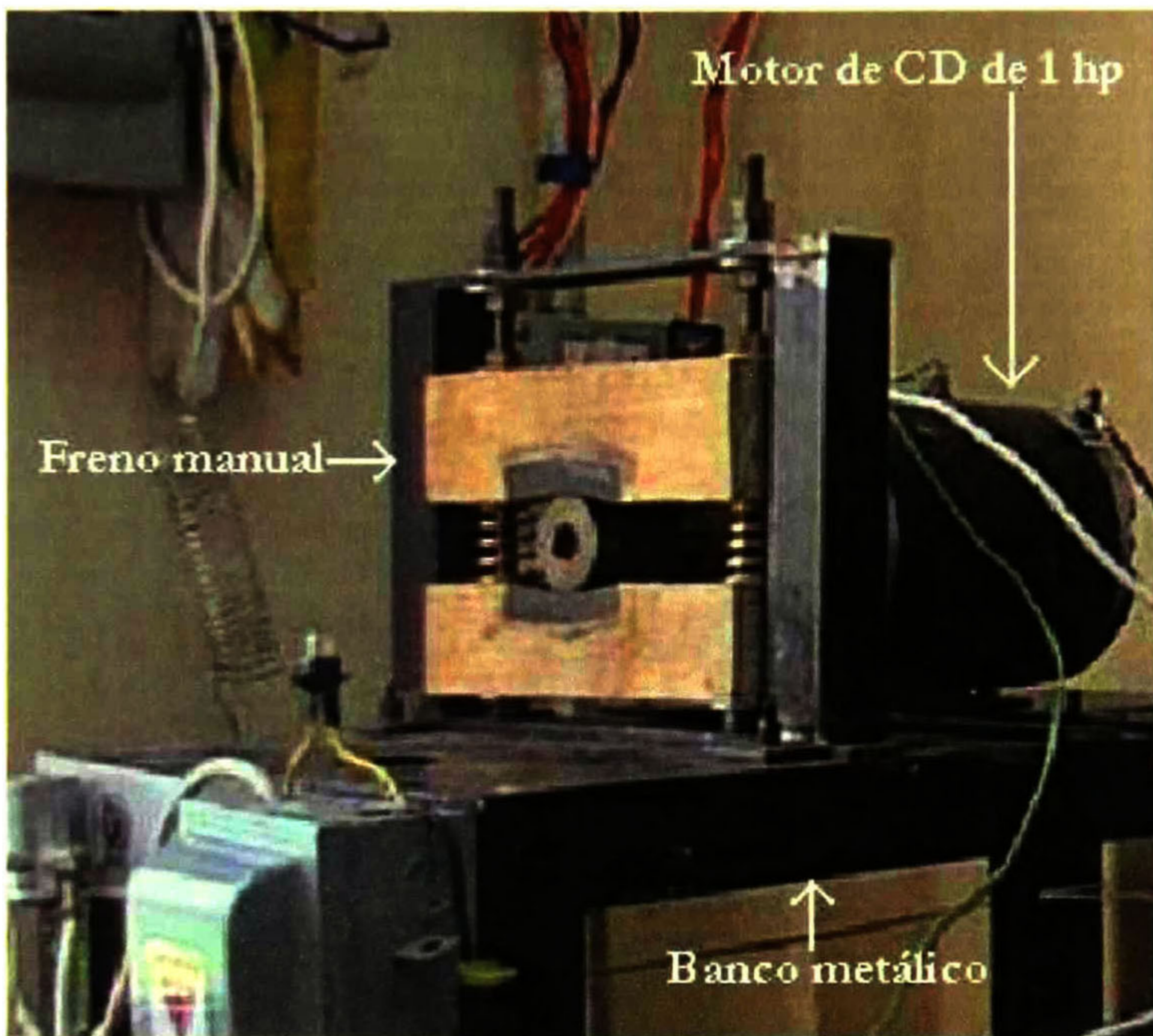
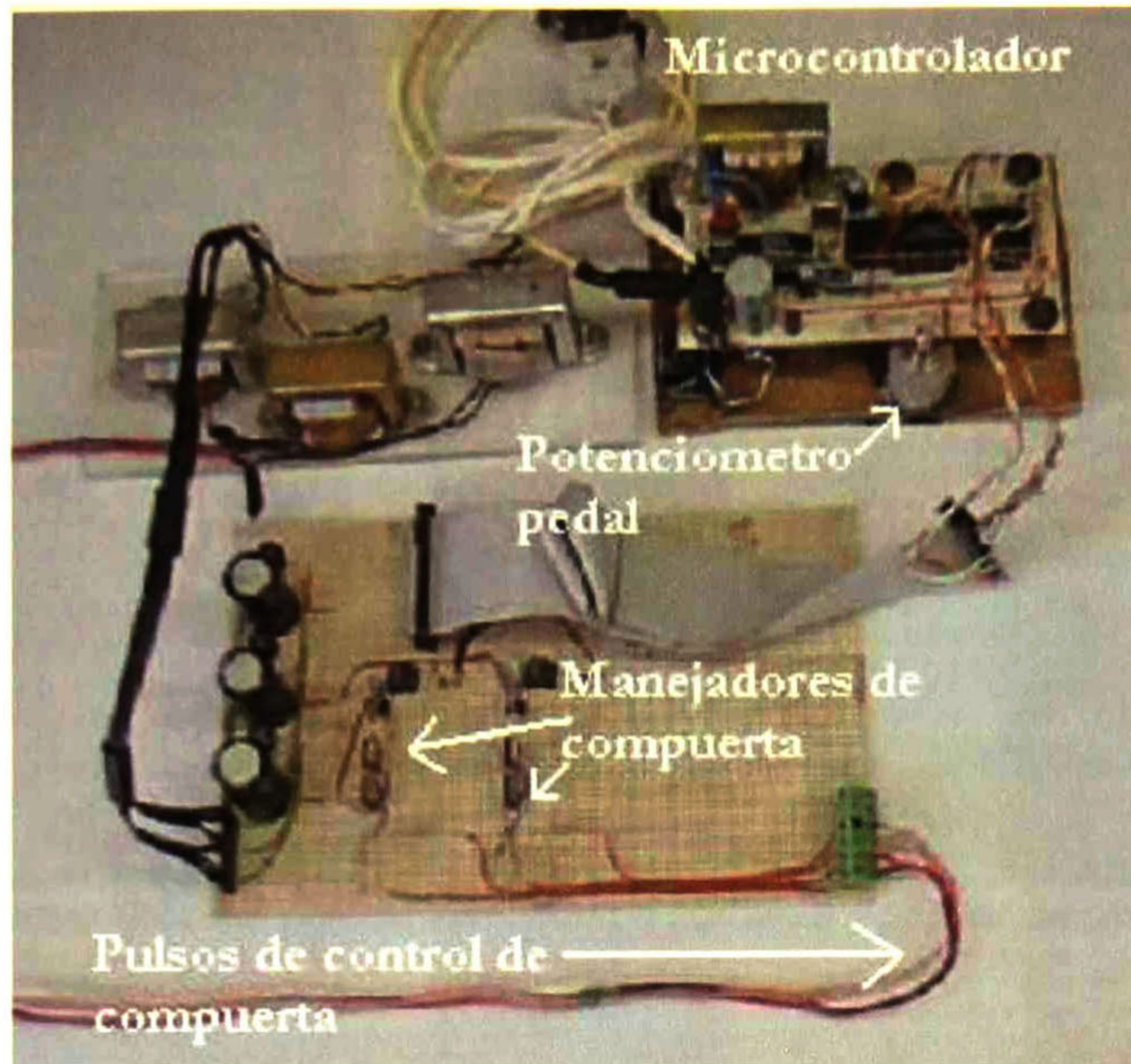
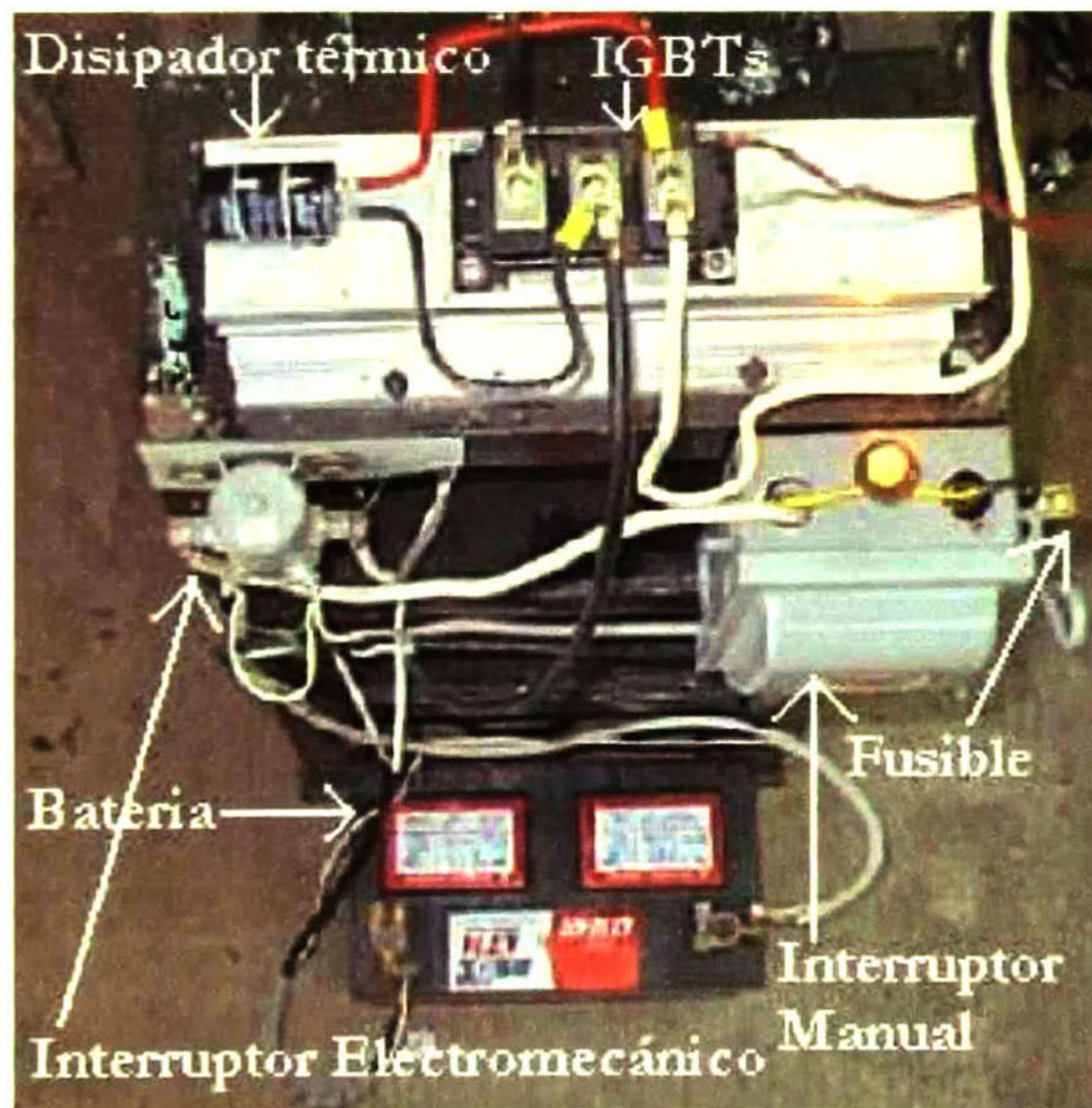


Figura 5.15 Montaje del motor de CD en serie



(a)



(b)

Figura 5.16 Prototipo desarrollado e implementado (a) etapa de control (b) etapa de potencia

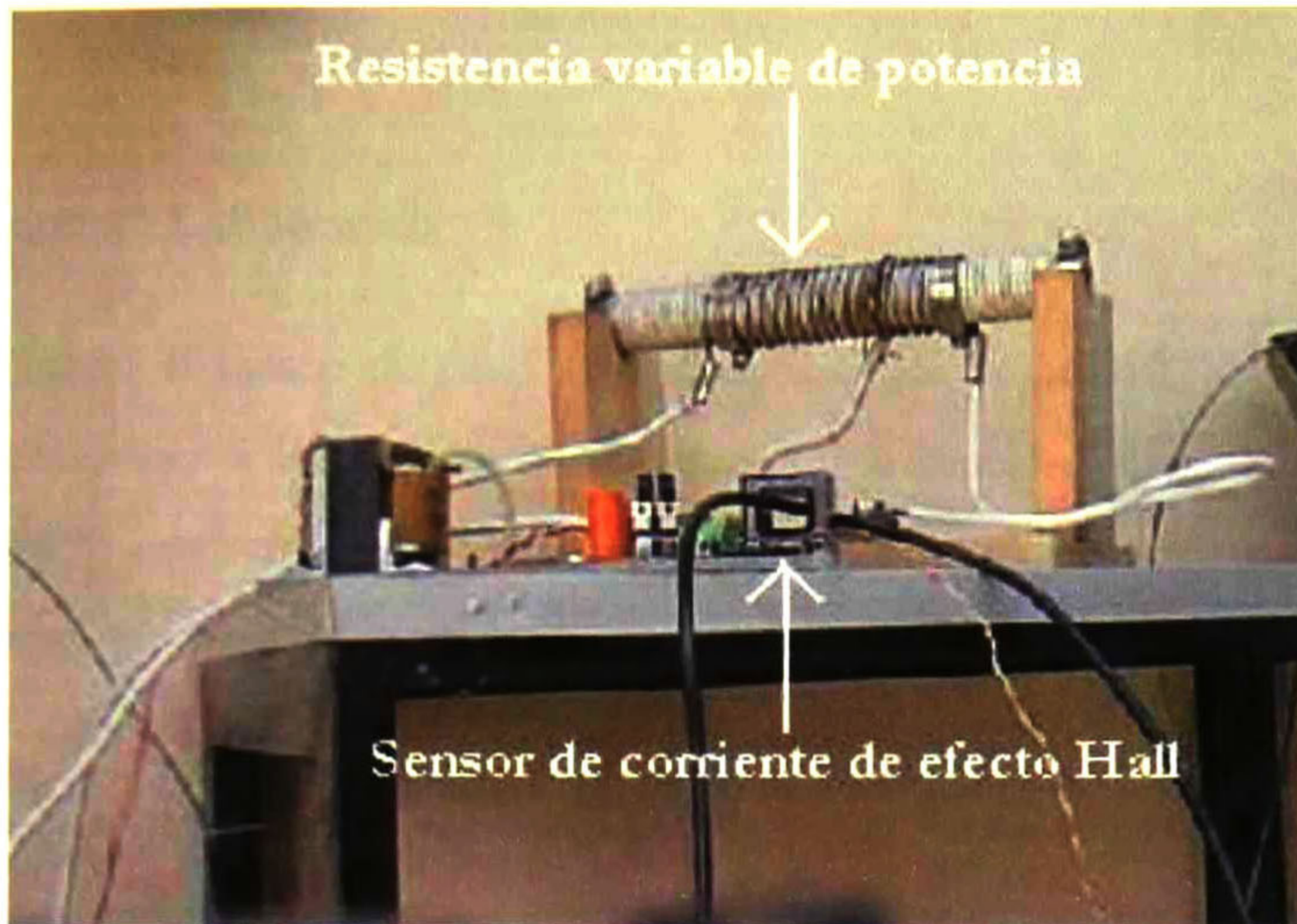


Figura 5.17 Resistencia utilizada para la variación de corriente y sensor de corriente de efecto Hall

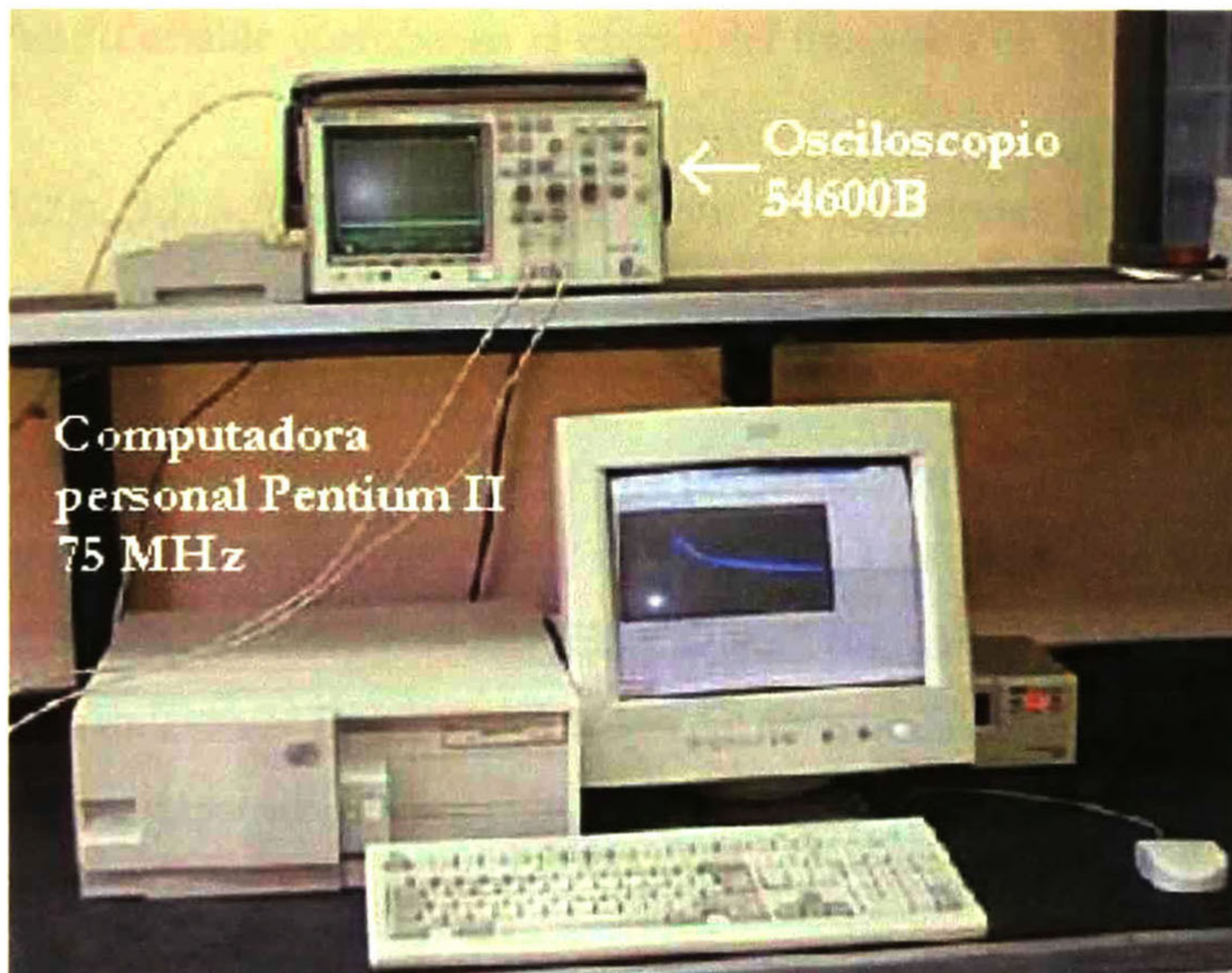


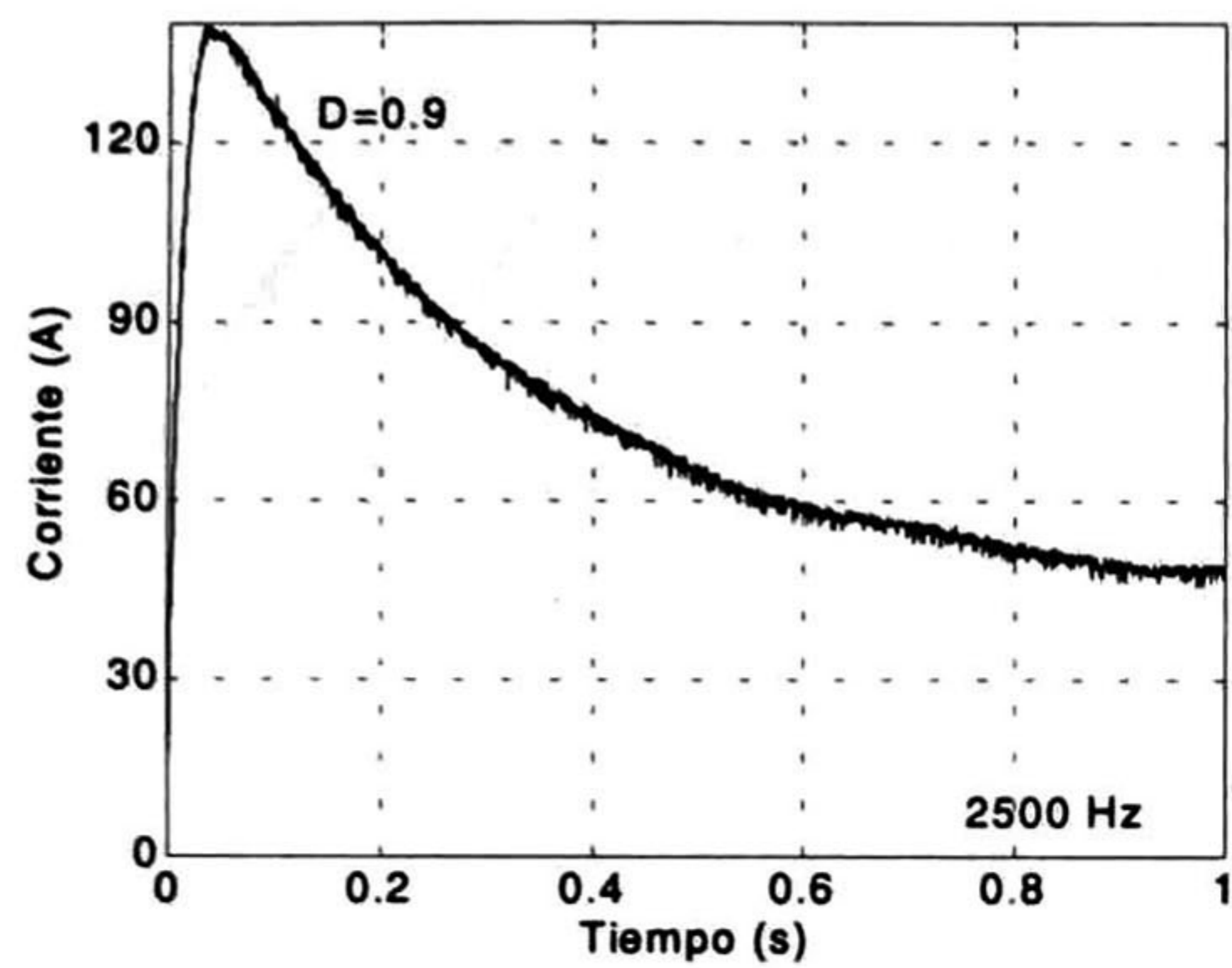
Figura 5.18 Equipo utilizado para la medición y procesamiento de señales

5.4.3.- Resultados de Laboratorio

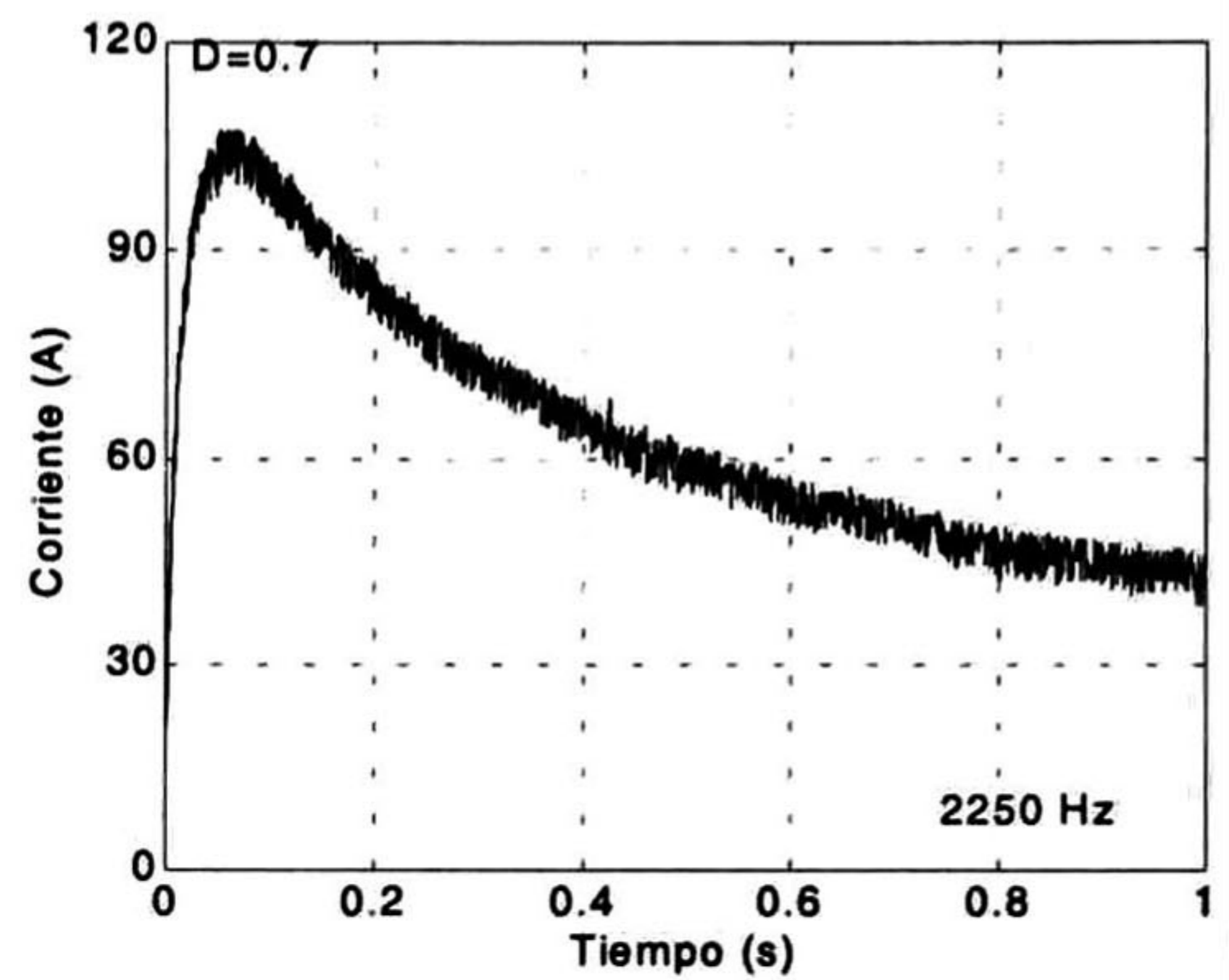
Una vez montado el banco de pruebas y el control de velocidad, se procedió a realizar experimentos semejantes a los de las simulaciones de la sección anterior. Las figuras 5.19a, 5.19b, 5.19c y 5.19d muestran el transitorio de corriente en el arranque del motor sin carga para las frecuencias e índices de modulación correspondientes: $f=2500, 2250, 2100$ y 2250Hz y $D=0.9, 0.7, 0.5$ y 0.3 . Estas mediciones capturadas con el osciloscopio y con la PC deben compararse con los resultados de las simulaciones proporcionados en las figuras 5.8a, 5.8b, 5.8c y 5.8d. Se observa en esta comparación la concordancia entre los picos predichos y medidos de máxima corriente. Entre las principales diferencias puede observarse que, en las simulaciones, el tiempo de elevación de la corriente es más corto y que el tiempo de decaimiento es más largo. También hay una diferencia notable en las amplitudes de los rizados entre las ondas medidas y las simuladas. Esta sin embargo se debió a la técnica de captura de las ondas medidas. Mientras que para las simulaciones se obtenían del orden de un millón de datos, en las mediciones el osciloscopio solo puede entregar dos mil datos. Las mediciones posteriores de estado estable corroboran el efecto del muestreo en esta aparente disminución de rizo.

Las figuras 5.20a, 5.20b, 5.20c y 5.20d muestran las mediciones de rizo en estado estable para el sistema motor/control operando sin carga, para las frecuencias $f=2500, 2250, 2100$ y 2250Hz y ciclos de trabajo $D=0.9, 0.7, 0.5$ y 0.3 . Sus contrapartes simuladas son las dadas por las figuras 5.13a, 5.13b, 5.13c y 5.13d; con éstas deben entonces compararse. Las amplitudes del rizo concuerdan dentro de un 20% de margen. Los desplazamientos de corriente concuerdan muy bien en el caso de $f=2250\text{Hz}$ y $D=0.7$ (figuras 5.13b y 5.20b). El error de la corriente de desplazamiento es elevado, del orden del 60%, para el caso $f=2250\text{Hz}$ y $D=0.3$. Se atribuye este error básicamente a la necesidad de un mejor modelado de la parte mecánica del motor.

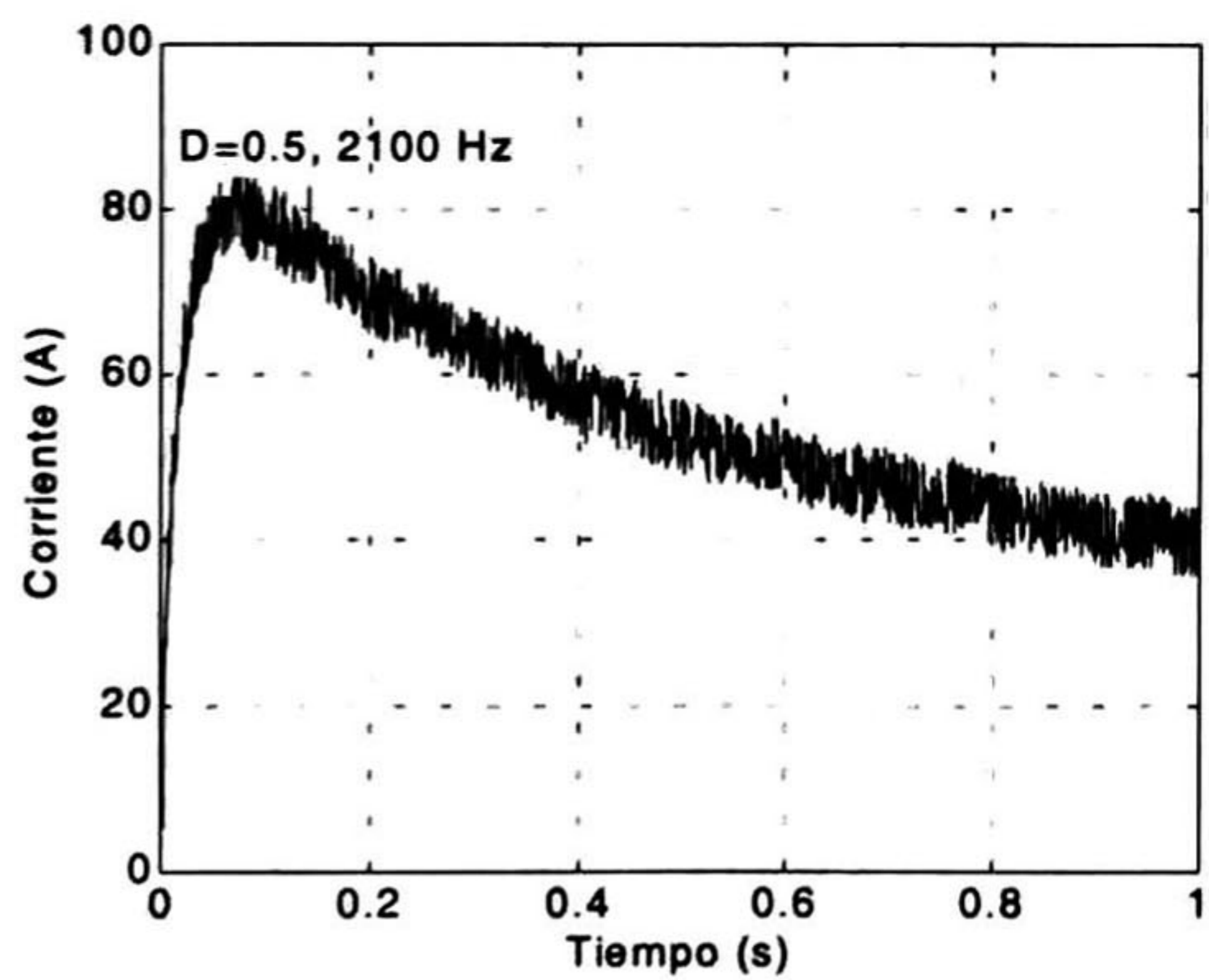
Finalmente, cabe decir que hubiera sido deseable incluir mediciones del sistema con la carga de $2\text{N}\cdot\text{m}$; sin embargo, debido a la falta de un dinamómetro esto no fue posible.



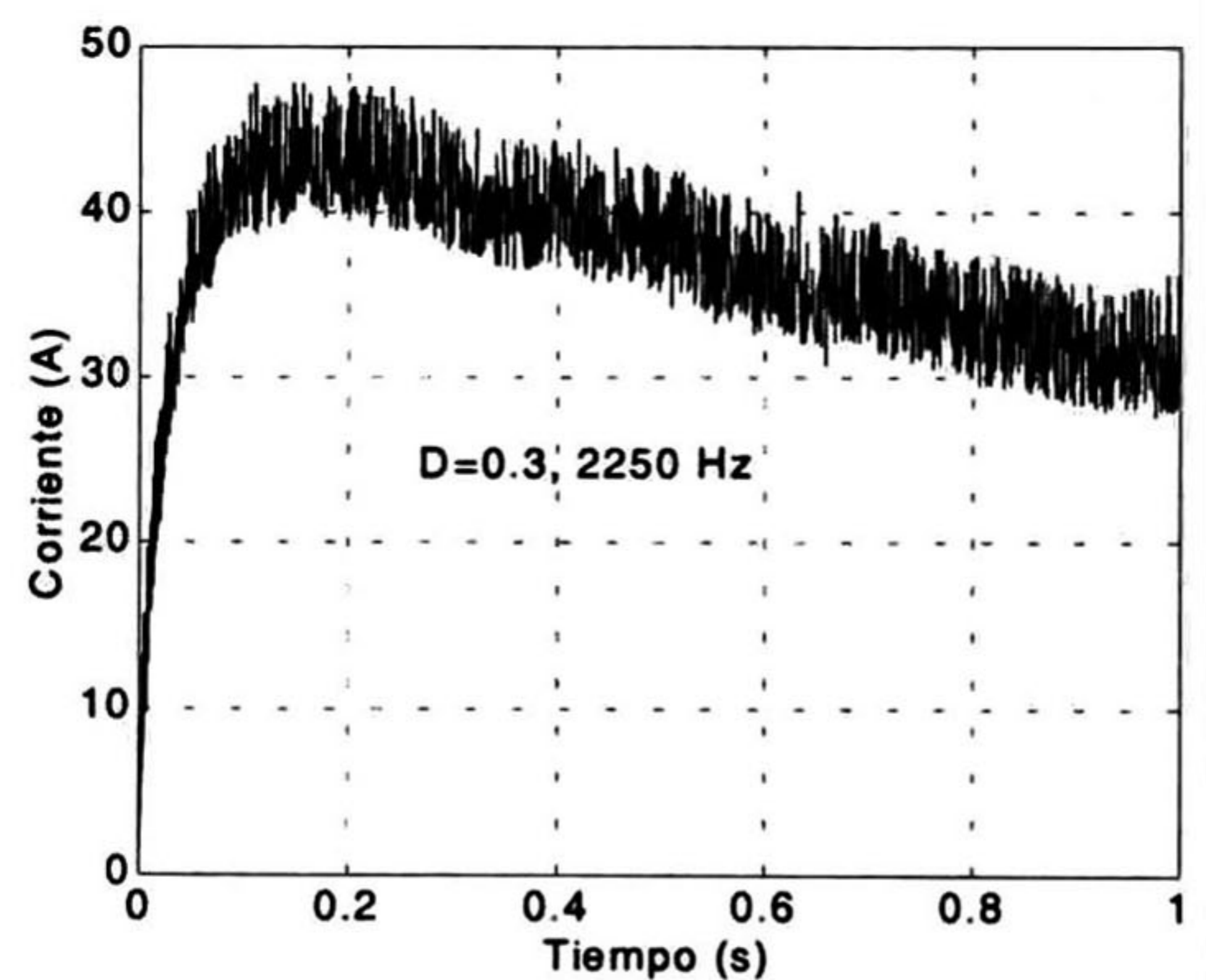
(a)



(b)

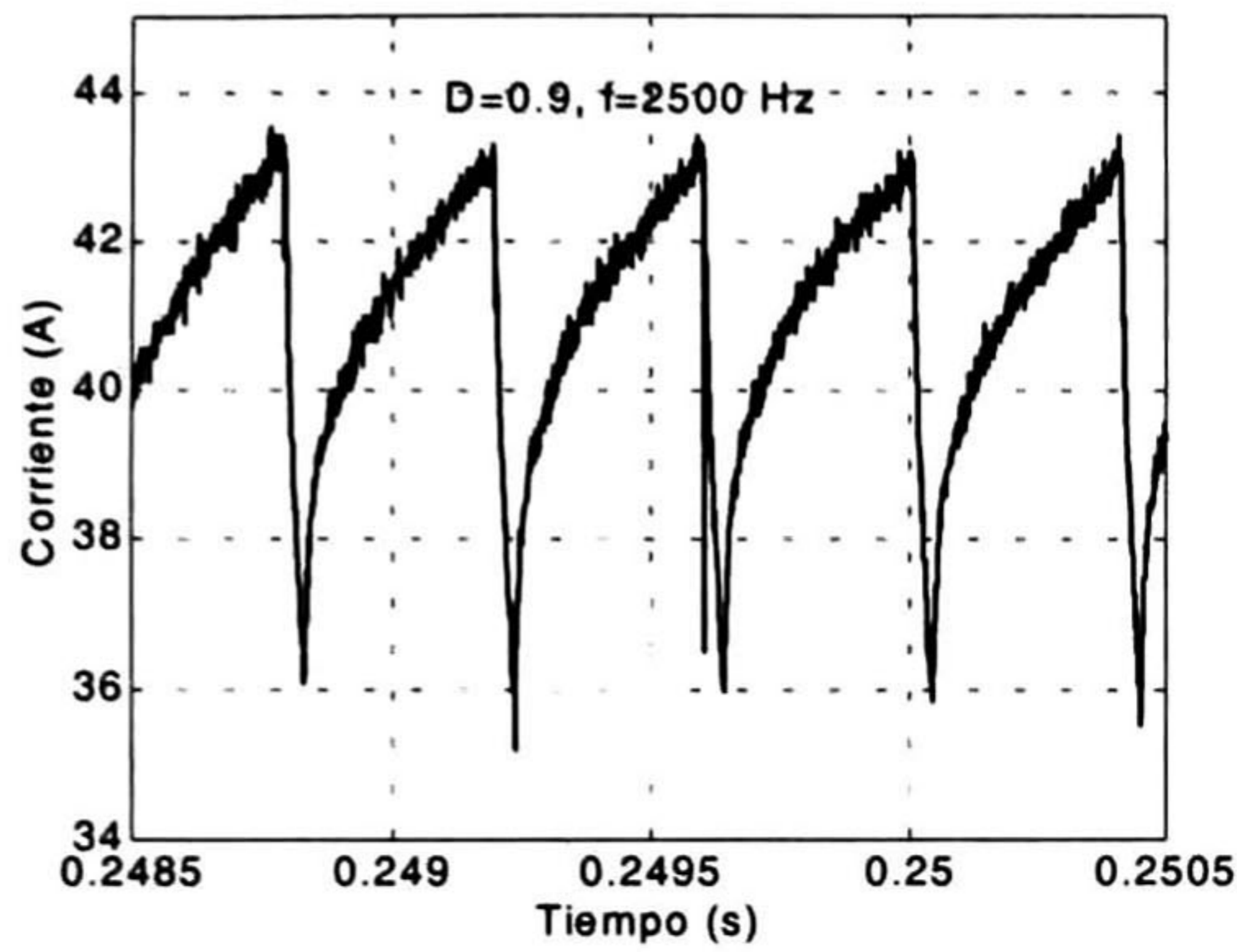


(c)

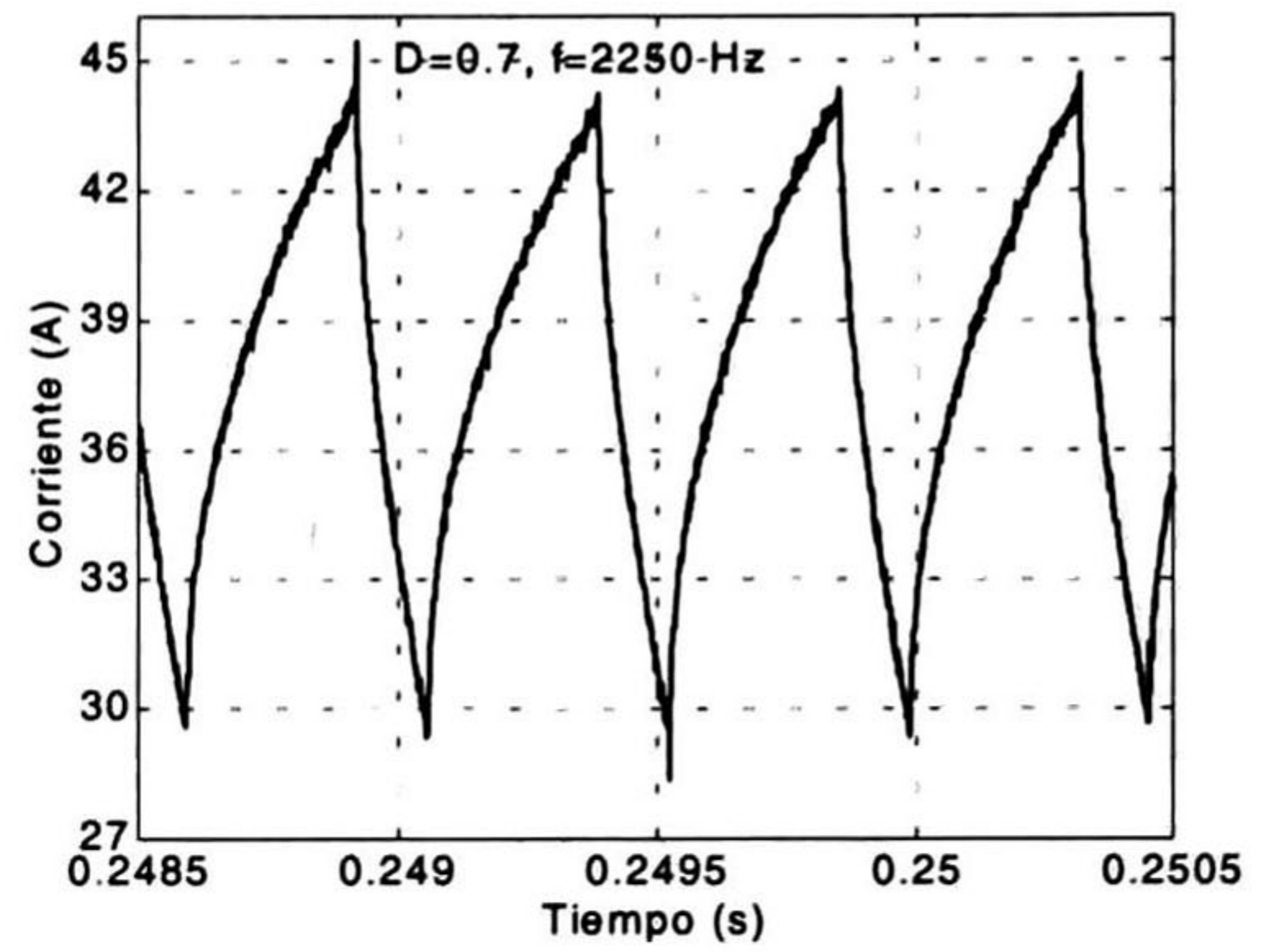


(d)

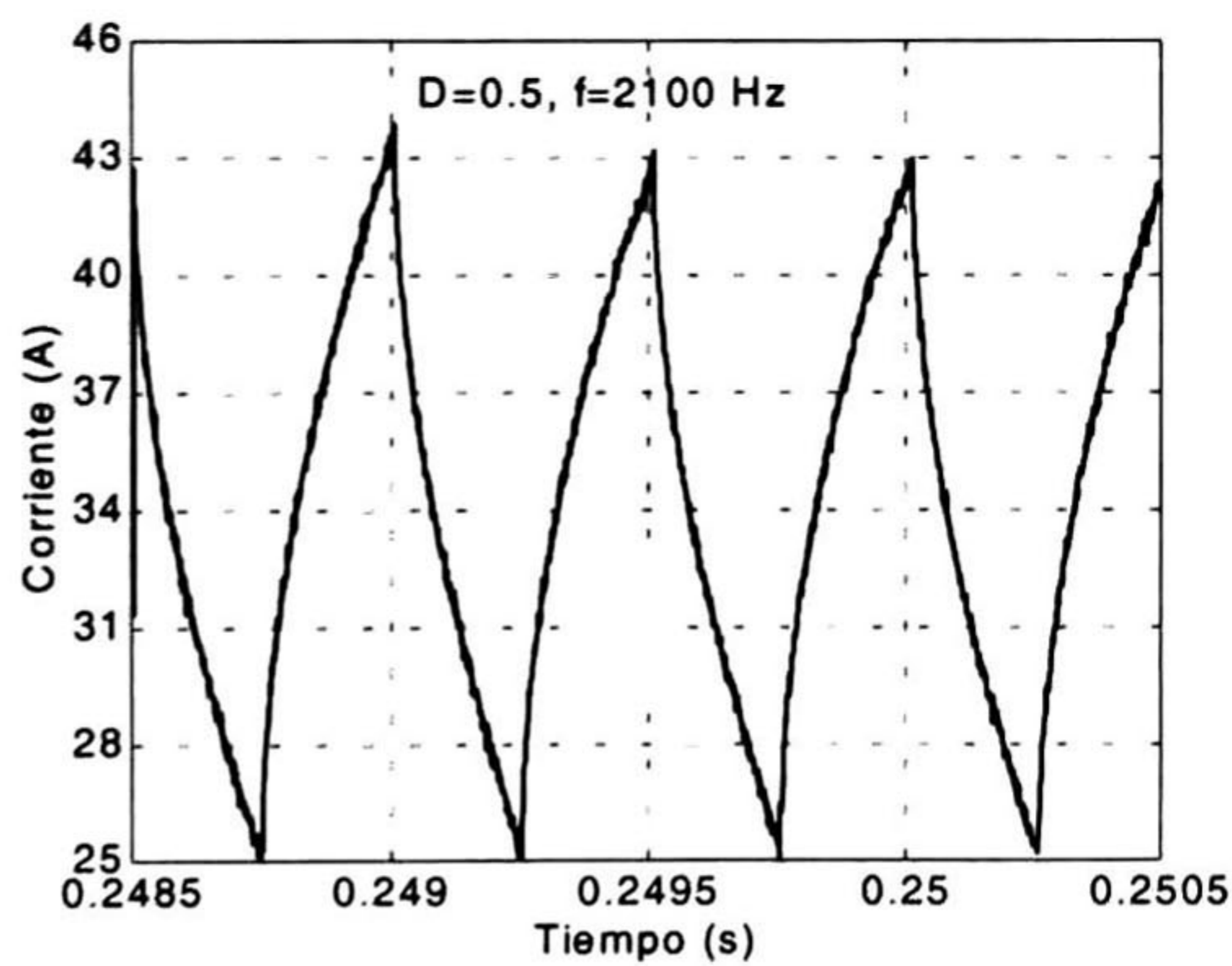
Figura 5.19 Corriente de arranque del motor de CD obtenida en el laboratorio (a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500$ Hz, (b) $D=0.7$ y $f=2250$ Hz, (c) $D=0.5$ y $f=2100$ Hz, (d) $D=0.3$ y $f=2250$ Hz.



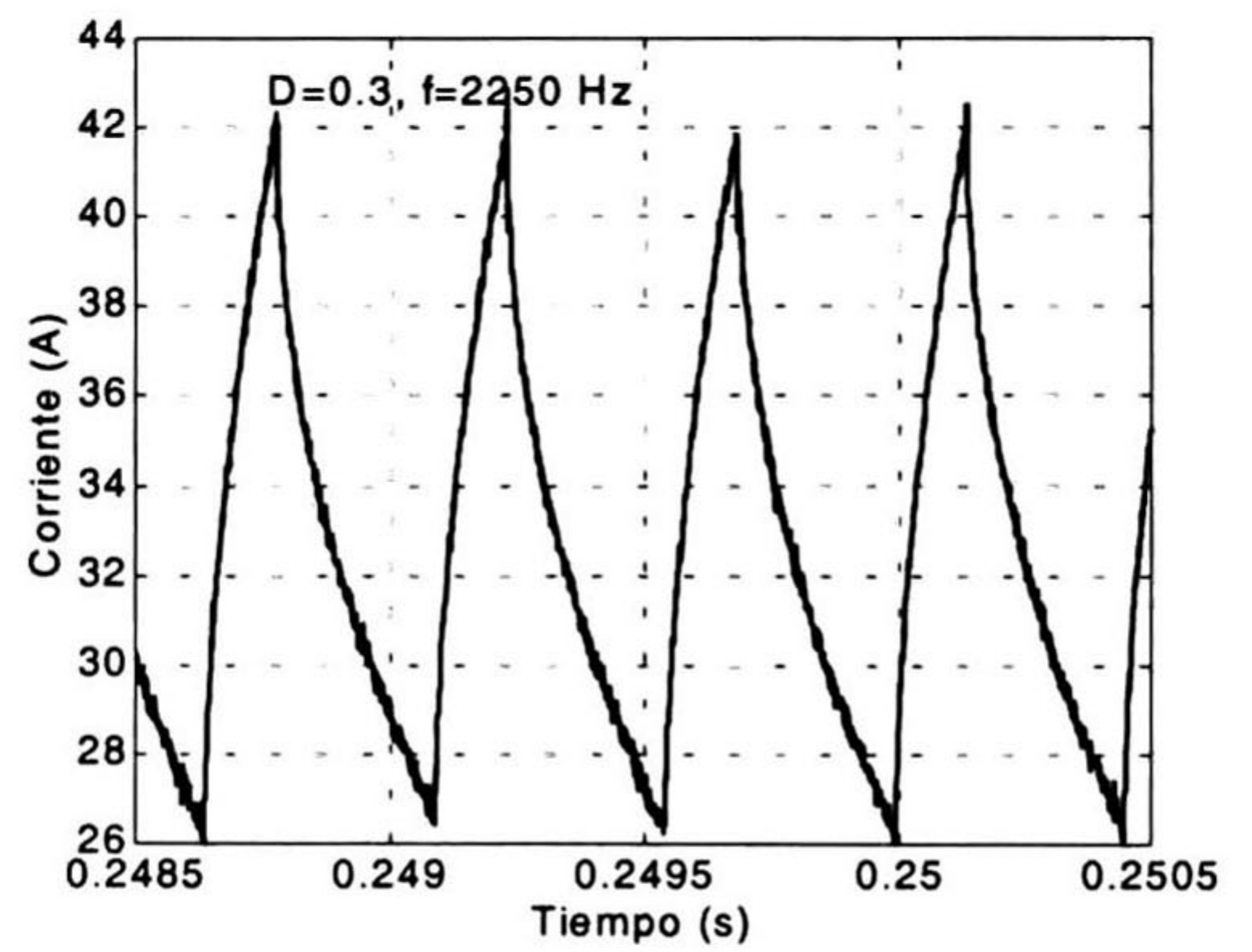
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.20 Corriente en estado estable de la operación de un motor de CD obtenida en laboratorio (a) índice de modulación $D=0.9$ y $f=2500$ Hz, (b) $D=0.7$ y $f=2250$ Hz, (c) $D=0.5$ y $f=2100$ Hz, (d) $D=0.3$ y $f=2250$ Hz.

5.5.- OBSERVACIONES DEL CAPÍTULO

En este capítulo se ha dado la estrategia adoptada en esta tesis para el desarrollo del control de velocidad de motores de CD en serie. Se ha proporcionado la descripción de cada una de las etapas del prototipo propuesto. Se ha adecuado el modelo del motor utilizado en el capítulo 2 para la simulación conjunta con el modelo PSpice del control de velocidad. Se han presentado resultados de simulaciones en estado transitorio y estable de algunas variables del sistema motor de CD/control y éstas se comparan con mediciones de laboratorio sobre el prototipo construido. Las comparaciones son en general satisfactorias; además, se pudo apreciar el cambio en el valor de la inductancia total del motor cuando se somete a una corriente pulsante de CD con una frecuencia de 2500Hz. Se efectuó una estimación empírica de la inductancia total del motor utilizando la combinación de mediciones y simulaciones. Se calculó la resistencia térmica del disipador que el módulo de potencia debería tener y finalmente se presentaron algunas fotografías del sistema construido así como de la instrumentación utilizada.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1.- CONCLUSIONES Y RESULTADOS

En esta tesis se ha propuesto un nuevo diseño de un control de velocidad de motores de CD en serie basado en un microcontrolador y en dispositivos semiconductores de potencia IGBT. El diseño además ha sido implementado exitosamente y probado en el laboratorio sobre un banco de pruebas que incluye a un motor de CD de 1hp.

Primeramente se han analizado las técnicas convencionales para el control de motores CD en serie. Se ha encontrado que éstas se basan en tecnologías analógicas y en dispositivos de potencia MOSFET.

Se han caracterizado las funciones principales del control de velocidad así como sus requerimientos de confiabilidad y autoprotección. Se han propuesto mejoras a los controles convencionales basadas en tecnologías recientes. En la etapa de control se ha propuesto sustituir la electrónica analógica por su contraparte digital. Con ello se ha logrado una gran simplificación y la posibilidad de aumentar la confiabilidad del sistema controlador de velocidad. En cuanto a la etapa de manejo de potencia se ha propuesto utilizar dispositivos semiconductores IGBT, en vez de los usuales MOSFET. Con base en las mejoras antes mencionadas se ha propuesto un nuevo diseño de control de velocidad para motores de CD en serie. En este diseño, todas las funciones de generación y procesamiento de señales de control y protección las realiza un microcontrolador. En cuanto a la etapa de potencia ha sido posible sustituir arreglos de 10 ó 12 dispositivos MOS por un solo IGBT.

El diseño aquí propuesto ha sido modelado y simulado en PSpice. Para las simulaciones se ha construido también un modelo de un motor de CD en serie usando la herramienta Analog Behavioral Modeling (ABM) de PSpice. Este modelo ha sido ajustado para reproducir la operación de un motor de 1hp disponible. El modelo del motor y del control de velocidad han permitido depurar el diseño de este último aún antes de construirlo. Cabe agregar además que con el modelo del motor se han desarrollado técnicas para determinar parámetros del motor físico, supliendo así la carencia de instrumentación especializada.

Posteriormente, para la implementación de un prototipo físico del nuevo diseño de control de velocidad se ha propuesto una técnica consistente en el uso alternado de pruebas de

laboratorio y simulaciones, de tal forma que ésta ha permitido la implementación exitosa del control y aquí hay que enfatizar que en todo el transcurso de la implementación del control no se ha sufrido la destrucción de un solo dispositivo semiconductor de potencia.

El prototipo físico ha sido sometido a pruebas de laboratorio y éstas han sido comparadas con sus correspondientes simulaciones del modelo implementado con herramientas ABM de PSpice. La concordancia entre las pruebas físicas y las simulaciones ha sido bastante satisfactoria.

A manera de resumen, a continuación se enlistan las principales contribuciones de esta tesis:

1. Aplicación de la herramienta ABM de PSpice para la simulación conjunta de un motor eléctrico de CD y su control electrónico de velocidad.
2. Uso de simulaciones y mediciones para suplir la falta de instrumentación especializada.
3. Propuestas de utilización de tecnología digital para la generación y procesamiento de señales de un control de velocidad.
4. Utilización de dispositivos IGBT para el manejo de la potencia suministrada a un motor de CD en serie.
5. Propuesta de una metodología de desarrollo e implementación de nuevos diseños consistente en el uso alternado de simulaciones y pruebas de laboratorio.
6. Un prototipo físico del control propuesto.
7. Un banco de pruebas consistente en un motor de CD de 1hp, un motor de inducción de 1.5hp, una batería y un reóstato variable de potencia, entre otros dispositivos.

6.2.- RECOMENDACIONES DE TRABAJOS FUTUROS

Para la continuación de este trabajo se propone la investigación de diferentes tipos de modulación por ancho de pulso (PWM) y su interacción con el motor. También se recomienda investigar más intensamente los cambios inductivos en el motor como resultado de la frecuencia del rizo de la corriente. Asimismo se recomienda incorporar estos efectos en el modelo del motor desarrollado en esta tesis.

En cuanto a la electrónica de potencia se recomienda implementar el puente en H completo con esto se logrará el cambio del giro en el motor sin tener que utilizar un relevador electromecánico especial y costoso. También se recomienda investigar el proceso de conmutación en el dispositivo IGBT y en su diodo en paralelo con objeto de hacerlo más eficiente desde el punto de vista de la energía.

- [1] P. C. Sen, "Electric Motor Drives and Control-Past, Present, and Future", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.37, no. 6, pp. 562-575, December 1990.
- [2] B. K. Bose, "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.28, no. 2, pp. 403-413, March/April 1992.
- [3] O. Argueta, J. Santana y J. L. Naredo, "Control de Motores Serie CD Modelado, Simulación y Propuestas de Mejoras para Diseños Convencionales", *Duodécima Reunión de Verano de Potencia, Aplicaciones Industriales y Exposición Industrial RVP-A1/99*, tomo I, pp. 256-261, Julio 1999.
- [4] R. L. Steigerwald, "A Two-Quadrant Transistor Chopper for an Electric Vehicle Drive", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. IA-16, no. 4, pp. 535-541, July/August 1980.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *POWER ELECTRONICS: Converters, Applications, and Design*, JOHN WILEY & SONS, INC., New York, 1995.
- [6] S. Clemente, "Gate Drive Characteristics and Requirements for Power HEXFETs", *IR Application Note (AN-937A)*, 1996.
- [7] O. I. Elgerd, *Basic Electric Power Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, Philippines, 1977.
- [8] R. S. Chokhawala, J. Catt y B. R. Pelly, "Gate Drive Considerations for IGBT Modules", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.31, no. 3, pp. 603-611, May/June 1995.
- [9] C. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*, Prentice Hall Inc., New Jersey, 1998.
- [10] P. C. Krause, O. Wasynczuk y S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*, IEEE Press, New York, 1995.
- [11] L. W. Matsch, *Maquinas Electromecánicas y Electromagnéticas*, RSI, México, 1974.
- [12] W. H. Hayt, Jr., *TEORÍA ELECTROMAGNÉTICA*, Mc GRAW-HILL Inc., México, 1991.
- [13] J. Santana, O. Argueta y J. L. Naredo, "Control de Velocidad de Motores de CD en Serie: Modelado, Simulación y Construcción", *MEMORIAS SOMI XIV Congreso de Instrumentación*, pp. 59-63, Octubre 1999.
- [14] R. W. Goody, *MicroSim Pspice for Windows*, Prentice Hall Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 1998.
- [15] J. J. D. Delgado, O. J. Argueta y J. J. Nieves, "Inversor Digital para Control de Velocidad de Motor Trifásico de Inducción con Corrección de Factor de Potencia y Cero Armónicos Teóricos", *XVIII Congreso Internacional Académico de Ingeniería Electrónica*, vol. XVIII, pp. 325-330, Octubre 1996.
- [16] T. Castagnet y J. Nicolai, "Digital Control for Brush DC Motor", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol 30, no.4, pp. 883-888, July/August 1994.
- [17] S. Clemente et al., "IGBT Characteristics", *IR Application Note (AN-983A)*, 1996.
- [18] S. Clemente, "Application Characterization of IGBTs", *IR Application Note (AN-990)*, 1996.

- [19] J. Takesuye y S. Deuty, "Introduction to Insulated Gate Bipolar Transistors", *MOTOROLA Application Note (AN1541)*, 1995.
- [20] *Pspice A/D Reference Manual*, Orcad, 1999.
- [21] *HP54600B OSCILLOSCOPE Handbook*, Hewlett-Packard Company, 1996
- [22] *HP BenchLink Scope Handbook*, Hewlett-Packard Company, 1996.
- [23] V. Valkenburg, *ANÁLISIS DE REDES*, LIMUSA, México, 1996.
- [24] *MATLAB, edición de estudiante. Guía de usuario. Versión 4*, Prentice Hall Inc., España, 1996.
- [25] *USER'S MANUAL Pcbug11*, MOTOROLA, INC., 1991.
- [26] *HC11 M68HC11 E SERIES TECHNICAL DATA*, MOTOROLA, INC., 1995.
- [27] F. F. Driscoll, *Data Acquisition and Process Control with the M68HC11 Microcontroller*, Prentice Hall Inc., 1994.
- [28] F. T. DeWolf, "Measurement of Inductance of DC Machines", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-98, no.5, pp. 1636-1644, Sept/Oct 1979.
- [29] M. H. Rashid, *Power Electronics Circuits, Devices, and Applications*, Prentice Hall Inc., New Jersey, 1993.
- [30] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht y B. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1992.

Apéndice A

PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR

1 A	1000	PTOA	EQU	\$1000	
2 A	1004	PTOB	EQU	\$1004	
3 A	1003	PTOC	EQU	\$1003	
4 A	1031	PTOE0	EQU	\$1031	
5 A	1032	PTOE1	EQU	\$1032	
6 A	1033	PTOE2	EQU	\$1033	
7 A	1034	PTOE3	EQU	\$1034	
8 A	00DC	OC2VEC	EQU	\$00DC	
9 A	00DF	OC1VEC	EQU	\$00DF	
10 A	1007	DIRPTOC	EQU	\$1007	
11 A	100E	TCNT	EQU	\$100E	<i>*TIMER COUNTER</i>
12 A	1024	TMSK2	EQU	\$1024	<i>*TIMER INTERRUPT MASK 2</i>
13 A					<i>*TCNT resets to \$0000.</i>
14 A	1026	PACTL	EQU	\$1026	
15 A	1039	OPTION	EQU	\$1039	<i>*SYSTEM CONFIGURATION OPTIONS</i>
16 A					<i>*ADPU-A/D power up</i>
17 A					<i>*CSEL-Clock select</i>
18 A					<i>*IRQE-Configure IRQ for Edge-sensitive</i>
19 A					<i>* only operation</i>
20 A					<i>*DLY-Enable oscillator startup delay</i>
21 A					<i>*CME-Clock monitor enable</i>
22 A					
23 A					<i>*CR(1:0)-COP timer rate select bits</i>
24 A	1030	ADCTL	EQU	\$1030	<i>*A/D CONTROL/STATUS REGISTERS</i>
25 A					<i>*CCF-Conversion complete flag</i>
26 A					
27 A					<i>*SCAN-Continuous scan control</i>
28 A					<i>*MULT-Multiple channel/Single channel control</i>
29 A					<i>*CD:CA-Channel selects</i>
30 A	1020	TCTL1	EQU	\$1020	<i>*TIMER CONTROL 1</i>
31 A					<i>*OM2 toggle OCX</i>
32 A					<i>*OL2 output line</i>
33 A					<i>*OM3</i>
34 A					<i>*OL3</i>
35 A					<i>*OM4</i>
36 A					<i>*OL4</i>
37 A					<i>*OM5</i>
38 A					<i>*OL5</i>
39 A	1022	TMSK1	EQU	\$1022	<i>*TIMER INTERRUPT MASK1</i>
40 A					<i>*OC1I If the OCXI enable bit is set when the</i>
41 A					<i>*OC2I OCXF flag bit is set, a hardware</i>
42 A					<i>*OC3I interrupt sequence is requested</i>
43 A					<i>*OC4I</i>
44 A					<i>*4/05</i>
45 A					<i>*C1</i>
46 A					<i>*C2</i>
47 A					<i>*C3</i>
48 A	1023	TFLG1	EQU	\$1023	<i>*TIMER INTERRUPT FLAG 1</i>
49 A					<i>*OC1F Clear flags by writing a one to the</i>
50 A					<i>*OC2F corresponding bit positions</i>
51 A					<i>*OC3F</i>

52 A					*OC4F
53 A					*4/05F
54 A					*C1F
55 A					*C2F
56 A					*C3F
57 A	100C	OC1M	EQU	\$100C	*OUTPUT COMPARE 1 MASK
58 A					*OC1M7 1=OC1 is Enabled to control
59 A					*OC1M6 the corresponding pin of port A
60 A					*OC1M5
61 A					*OC1M4
62 A					*OC1M3
63 A					*---
64 A	100D	OC1D	EQU	\$100D	*OUTPUT COMPARE 1 DATA
65 A					*OC1D7 If OC1Mx is set, data in OC1Dx is
66 A					*OC1D6 output to port A bit x on successful
67 A					*OC1D5 OC1 compares.
68 A					*OC1D4
69 A					*OC1D3
70 A					*.
71 A	1018	TOC2	EQU	\$1018	*TIMER OUTPUT COMPARE 2
72 A	1016	TOC1	EQU	\$1016	*TIMER OUTPUT COMPARE 1
73 A	0002	AUX1	EQU	\$0002	*Registro utilizado para el tiempo en alto**
74 A	0004	AUX2	EQU	\$0004	*Registro utilizado para el tiempo en bajo**
75 A	0006	AUX3	EQU	\$0006	*Registro utilizado para el almacenar el puerto E**
76 A	0008	AUX4	EQU	\$0008	*Registro que nos indica sentido directo o inverso**
77 A	000A	AUX5	EQU	\$000A	
78 A	000A	OUTPUT	EQU	\$000A	****
79 A					*****INICIO DE PROGRAMA*****
80 A	F800	ORG		\$f800	*****inicio*****
81 A	F800 8E00FF	LDS		#\$00FF	
82 A					
83 A	F803 8680	LDAA		#\$80	*Configuración del bit 7 del puerto A salida
84 A	F805 B71026	STAA		PACTL	
85 A					
86 A	F808 CC80B0	LDD		#\$80B0	***Configuración del convertidor
87 A	F80B B71039	STAA		OPTION	***analógico - digital
88 A	F80E F71030	STAB		ADCTL	***-----
89 A					
90 A	F811 867E	LDAA		#\$7E	***Configuración del salto de la
91 A	F813 97DF	STAA		OC1VEC	***interrupción de
92 A	F815 CCF881	LDD		#INTE1	***salida
93 A	F818 DDE0	STD		OC1VEC+1	***-----
94 A					
95 A	F81A CC07D0	LDD		#\$07D0	
96 A	F81D DD02	STD		AUX1	
97 A					
98 A	F81F 86F0	LDAA		#\$F0	
99 A	F821 B7100C	STAA		OC1M	
100 A	F824 8680	LDAA		#\$80	
101 A	F826 B71022	STAA		TMSK1	
102 A	F829 B71023	STAA		TFLG1	
103 A	F82C 0E	CLI			
104 A	F82D 8600	LDAA		#\$00	
105 A	F82F 9708	STAA		AUX4	
106 A	F831				
107 A	F831 F61034	WAIT		LDAB	PTOE3
108 A	F834 C10A	CMPB		#\$0A	

109 A	F836 2210	BHI	SIGUE	*** Rutina de des habilita
110 A	F838 8600	LDAA	#\$00	
111 A	F83A B71022	STAA	TMSK1	** Deshabilita la interrupción
112 A	F83D B7100C	STAA	OC1M	** OC1D each successful OC1
113 A	F840 86C0	LDAA	#\$C0	
114 A	F842 B71000	STAA	PTOA	** La salida en A será lo que tiene OC1D
115 A	F845 7EF87E	JMP	CON01	** OC1M.
116 A				
117 A	F848 8680	SIGUE	LDAA	#\$80
118 A	F84A B71022	STAA	TMSK1	** Se restablece la interrupción
119 A	F84D 86F0	LDAA	#\$F0	
120 A	F84F B7100C	STAA	OC1M	** También se restablece
121 A	F852 9606	LDAA	AUX3	
122 A	F854 11	CBA		
123 A	F855 2727	BEQ	CON01	
124 A	F857 D706	STAB	AUX3	
125 A	F859 CEF8DD	LDX	#TH	
126 A	F85C 18CEF9DDL DY		#TL	
127 A	F860 3A	ABX		
128 A	F861 183A	ABY		
129 A	F863 A600	LDAA	0,X	
130 A	F865 18E600	LDAB	0,Y	
131 A	F868 DD02	STD	AUX1	
132 A	F86A CEF8DD	LDX	#TH	
133 A	F86D 18CEF9DD LDY		#TL	
134 A	F871 D606	LDAB	AUX3	
135 A	F873 53	COMB		
136 A	F874 3A	ABX		
137 A	F875 183A	ABY		
138 A	F877 A600	LDAA	0,X	
139 A	F879 18E600	LDAB	0,Y	
140 A	F87C DD04	STD	AUX2	
141 A	F87E 7EF831	CON01	JMP	WAIT
142 A	F881			
143 A	F881 C680	INTE1	LDAB	#\$80
144 A	F883 9608	LDAA	AUX4	
145 A	F885 262B	BNE	REVE)	
146 A	F887 B6100D	LDAA	OC1D	
147 A	F88A 43	COMA		
148 A	F88B 8480	ANDA	#\$80	
149 A	F88D 2611	BNE	ALTO1	
150 A	F88F F71023	STAB	TFLG1	
151 A	F892 8640	LDAA	#\$40	
152 A	F894 B7100D	STAA	OC1D	
153 A	F897 DC04	LDD	AUX2)	
154 A	F899 F31016	ADDD	TOC1)	
155 A	F89C FD1016	STD	TOC1	
156 A	F89F 3B	RTI		
157 A	F8A0 F71023	ALTO1	STAB	TFLG1
158 A	F8A3 B8100D	EORA	OC1D	
159 A	F8A6 B7100D	STAA	OC1D	
160 A	F8A9 DC02	LDD	AUX1	
161 A	F8AB F31016	ADDD	TOC1	
162 A	F8AE FD1016	STD	TOC1	
163 A	F8B1 3B	RTI		
164 A	F8B2 B6100D	REVE	LDAA	OC1D
165 A	F8B5 43	COMA		

166 A	F8B6 8440	ANDA	#\$40				
167 A	F8B8 2611	BNE	ALTO2				
168 A	F8BA F71023	STAB	TFLG1				
169 A	F8BD 8620	LDAA	#\$20				
170 A	F8BF B7100D	STAA	OC1D				
171 A	F8C2 DC04	LDD	AUX2				
172 A	F8C4 F31016	ADDD	TOC1				
173 A	F8C7 FD1016	STD	TOC1				
174 A	F8CA 3B	RTI					
175 A	F8CB F71023	ALTO2	STAB	TFLG1			
176 A	F8CE B8100D	EORA	OC1D				
177 A	F8D1 B7100D	STAA	OC1D				
178 A	F8D4 DC02	LDD	AUX1				
179 A	F8D6 F31016	ADDD	TOC1				
180 A	F8D9 FD1016	STD	TOC1				
181 A	F8DC 3B	RTI					
182 A	*****INICIO DE TABLA***.						
183 A	F8DD 00000000000000000000	TH	FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0			
184 A	F8E7 00000000000000000000		FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0			
185 A	F8F1 00000000000000000000		FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0			
186 A	F8FB 00000000000000000000		FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0			
187 A	F905 00000000000000000000		FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0			
188 A	F90F 00000000000000000000		FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0,\$0			
189 A	F919 0000000010101010101		FCB	\$0,\$0,\$0,\$0,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
190 A	F923 01010101010101010101		FCB	\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
191 A	F92D 01010101010101010101		FCB	\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
192 A	F937 01010101001010101011		FCB	\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
193 A	F941 01010101001010101011		FCB	\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
194 A	F94B 01010101010101010101		FCB	\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
195 A	F955 01010101010101010101		FCB	\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1,\$1			
196 A	F95F 02020202020202020202		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
197 A	F969 02020202020202020202		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
198 A	F973 02020202020202020202		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
199 A	F97D 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
200 A	F987 02020202020202020202		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
201 A	F991 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
202 A	F99B 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
203 A	F9A5 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
204 A	F9AF 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
205 A	F9B9 02020202020202020202		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
206 A	F9C3 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
207 A	F9CD 02020202002020202022		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
208 A	F9D7 020202020202		FCB	\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2,\$2			
209 A	F9DD 4E4E4E4E4E4E4E4E4E4E	TL	FCB	\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E			
210 A	F9E7 4E4E4E4E4E4E4E4E4E4E		FCB	\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E			
211 A	F9F1 4E4E4E4E4E4E4E4E4E4E		FCB	\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E,\$4E			
212 A	F9FB 4E51585E6467747A8083		FCB	\$4E,\$51,\$58,\$5E,\$64,\$67,\$74,\$7A,\$80,\$83			
213 A	FA05 8A90969C9FA6ACB2B8BC		FCB	\$8A,\$90,\$96,\$9C,\$9F,\$A6,\$AC,\$B2,\$B8,\$BC			
214 A	FA0F C2C5CBCED5D8DEE1E4EA		FCB	\$C2,\$C5,\$CB,\$CE,\$D5,\$D8,\$DE,\$E1,\$E4,\$EA			
215 A	FA19 EEF4F7FD00070A0D1316		FCB	\$EE,\$F4,\$F7,\$FD,\$00,\$07,\$0A,\$0D,\$13,\$16			
216 A	FA23 1C2026292C32353C3F45		FCB	\$1C,\$20,\$26,\$29,\$2C,\$32,\$35,\$3C,\$3F,\$45			
217 A	FA2D 484B52555B5E61676B71		FCB	\$48,\$4B,\$52,\$55,\$5B,\$5E,\$61,\$67,\$6B,\$71			
218 A	FA37 747A7D80878A9093969D		FCB	\$74,\$7A,\$7D,\$80,\$87,\$8A,\$90,\$93,\$96,\$9D			
219 A	FA41 A0A3A9ACAF B2B6B9BCBF		FCB	\$A0,\$A3,\$A9,\$AC,\$AF,\$B2,\$B6,\$B9,\$BC,\$BF			
220 A	FA4B C2C5C8CBCFD2D5D8DBDE		FCB	\$C2,\$C5,\$C8,\$CB,\$CF,\$D2,\$D5,\$D8,\$DB,\$DE			
221 A	FA55 E1E4E8EBEEF1F4F7FAFD		FCB	\$E1,\$E4,\$E8,\$EB,\$EE,\$F1,\$F4,\$F7,\$FA,\$FD			
222 A	FA5F 010404070A0D10101316		FCB	\$01,\$04,\$07,\$0A,\$0D,\$10,\$10,\$13,\$16			

223 A FA69 1A1D1D202326292C2C2F	FCB	\$1A,\$1D,\$1D,\$20,\$23,\$26,\$29,\$2C,\$2C,\$2F
224 A FA73 333639393C3F3F424548	FCB	\$33,\$36,\$39,\$39,\$3C,\$3F,\$3F,\$42,\$45,\$48
225 A FA7D 484C4F4F525558585B5E	FCB	\$48,\$4C,\$4F,\$4F,\$52,\$55,\$58,\$58,\$5B,\$5E
226 A FA87 5E61656566B6E6E71748	FCB	\$5E,\$61,\$65,\$65,\$68,\$6B,\$6E,\$6E,\$71,\$74
227 A FA91 7477777A7E7E81818487	FCB	\$74,\$77,\$77,\$7A,\$7E,\$7E,\$81,\$81,\$84,\$87
228 A FA9B 878A8D8D90909397979A	FCB	\$87,\$8A,\$8D,\$8D,\$90,\$90,\$93,\$97,\$97,\$9A
229 A FAA5 9A9DA0A0A3A3A6A9A9AC	FCB	\$9A,\$9D,\$A0,\$A0,\$A3,\$A3,\$A6,\$A9,\$A9,\$AC
230 A FAAF ACB0B3B3B6B9B9BCBCBF	FCB	\$AC,\$B0,\$B3,\$B3,\$B6,\$B9,\$B9,\$BC,\$BC,\$BF
231 A FAB9 C2C2C5C5C9CCCCFCFCF	FCB	\$C2,\$C2,\$C5,\$C5,\$C9,\$CC,\$CC,\$CF,\$CF,\$CF
232 A FAC3 CFCFCFCFCFCFCFCFCFCF	FCB	\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF
233 A FACD CFCFCFCFCFCFCFCFCFCF	FCB	\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF
234 A FAD7 CFCFCFCFCFCF	FCB	\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF,\$CF
235 A	END	

SYMBOL TABLE: Total Entries= 37

ADCTL	1030	PTOB	1004
ALTO1	F8A0	PTOC	1003
ALTO2	F8CB	PTOE0	1031
AUX1	0002	PTOE1	1032
AUX2	0004	PTOE2	1033
AUX3	0006	PTOE3	1034
AUX4	0008	REVE	F8B2
AUX5	000A	SIGUE	F848
CON01	F87E	TCNT	100E
DIRPTOC	1007	TCTL1	1020
INTE1	F881	TFLG1	1023
OC1D	100D	TH	F8DD
OC1M	100C	TL	F9DD
OC1VEC	00DF	TMSK1	1022
OC2VEC	00DC	TMSK2	1024
OPTION	1039	TOC1	1016
OUTPUT	000A	TOC2	1018
PACTL	1026	WAIT	F831
PTOA	1000		

Total errors: 0

Apéndice B

CONTROLES DE VELOCIDAD COMERCIALES

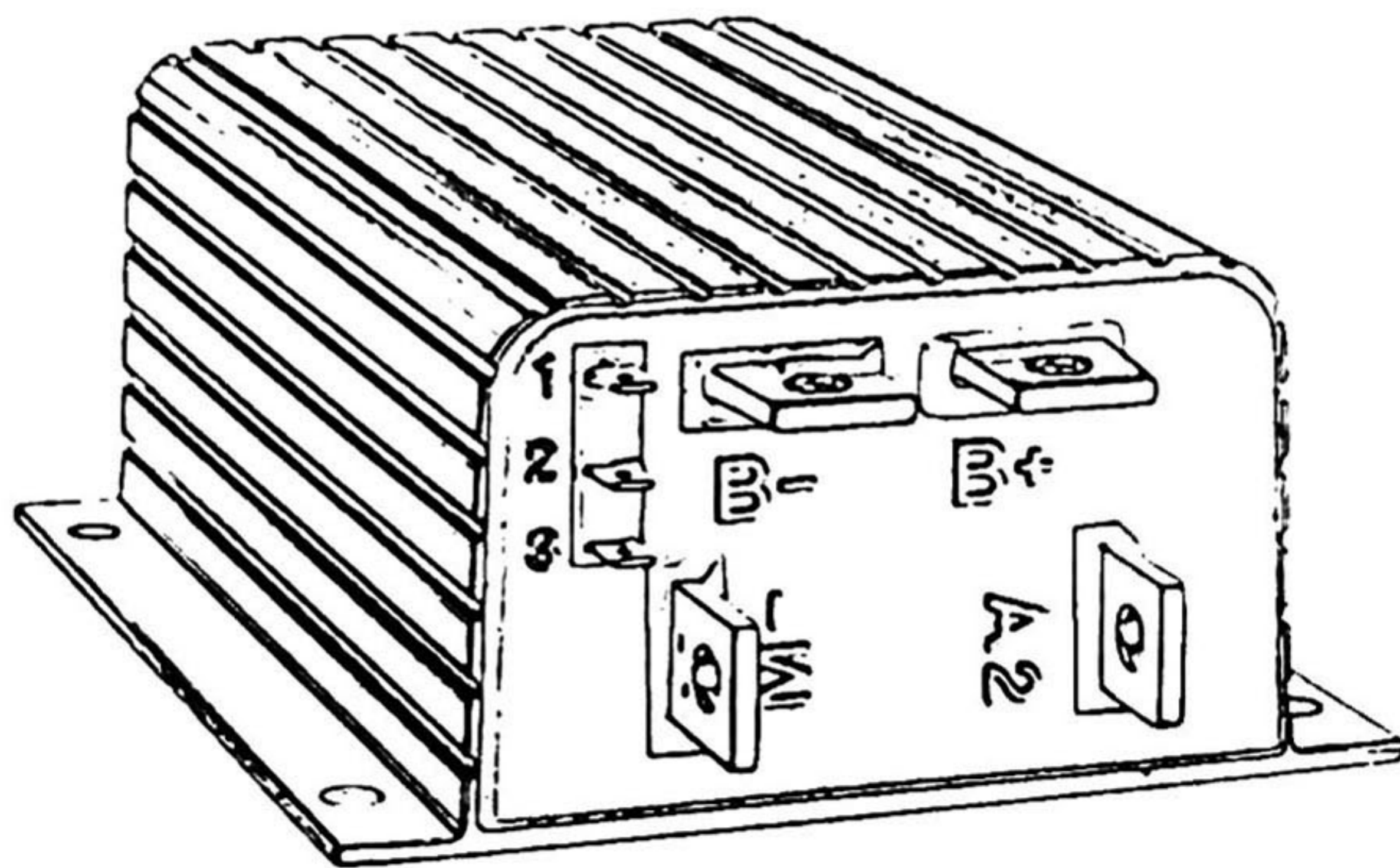
I.- MODELS 1204/1205

II.- MODELS 1231C/1221C

MOSFET ELECTRONIC MOTOR SPEED CONTROLLERS

MODELS 1204/1205

CURTIS



DESCRIPTION

Curtis PMC Models 1204/1205 are power MOSFET electronic motor speed controllers designed to provide smooth, silent, efficient and cost effective speed, torque and braking control.

WARRANTY

One year from date of delivery.

Application

Curtis PMC MOSFET motor speed controllers are ideal for a variety of electric vehicle applications, including industrial trucks, personnel carriers, material handling vehicles and golf cars, etc.

Features

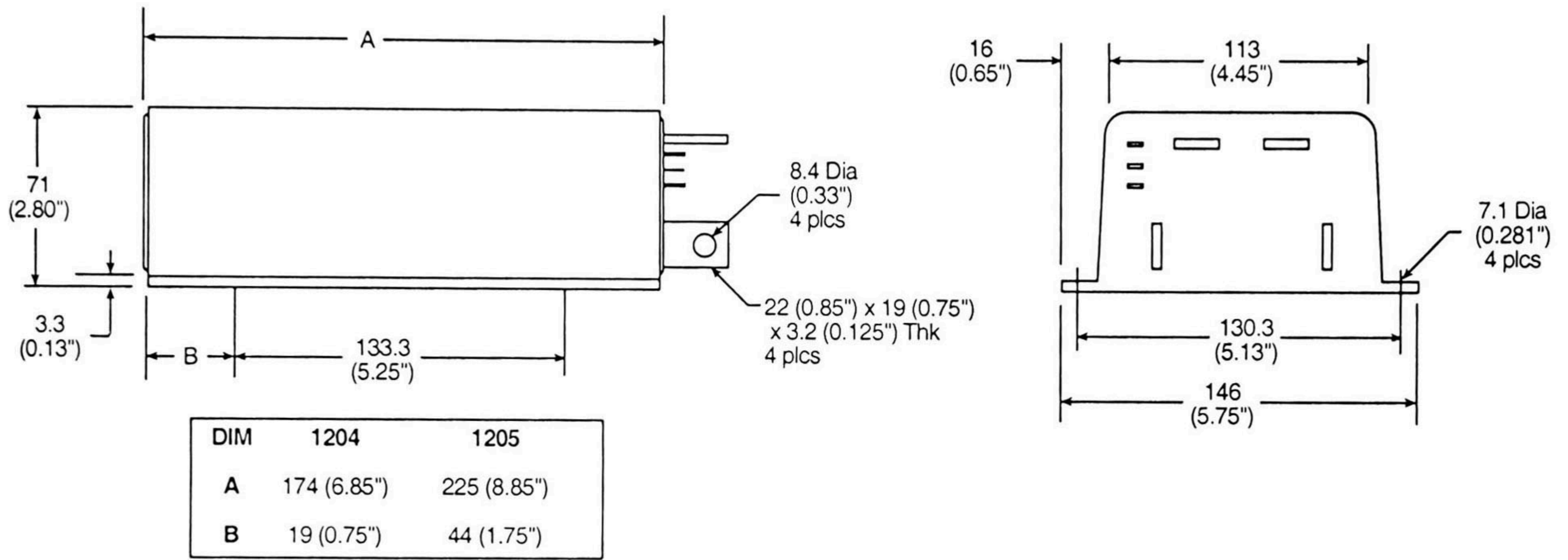
- High frequency switching and ultra low voltage drops provide very high efficiency and silent operation. Costs, heatsinking requirements and motor and battery losses are reduced. Low end torque, range and battery life are increased.
- Environmental protection provided by a rugged anodized aluminum extrusion housing. Simple mounting and wiring with push-on type connectors for control signals. Plated solid copper busses used for all power connections.
- Thermal protection and compensation circuit provides constant current limit over operating range and under temperature and over temperature cutback. No sudden loss of power under any thermal conditions.
- No adjustments are required.
- Simple installation — Uses a two wire throttle potentiometer.
- Potentiometer fault protection circuitry disables controller if throttle wires become open.
- High pedal disable prevents controller operation if key is turned on while throttle is applied.
- Plug braking or free wheeling options.

Specifications:

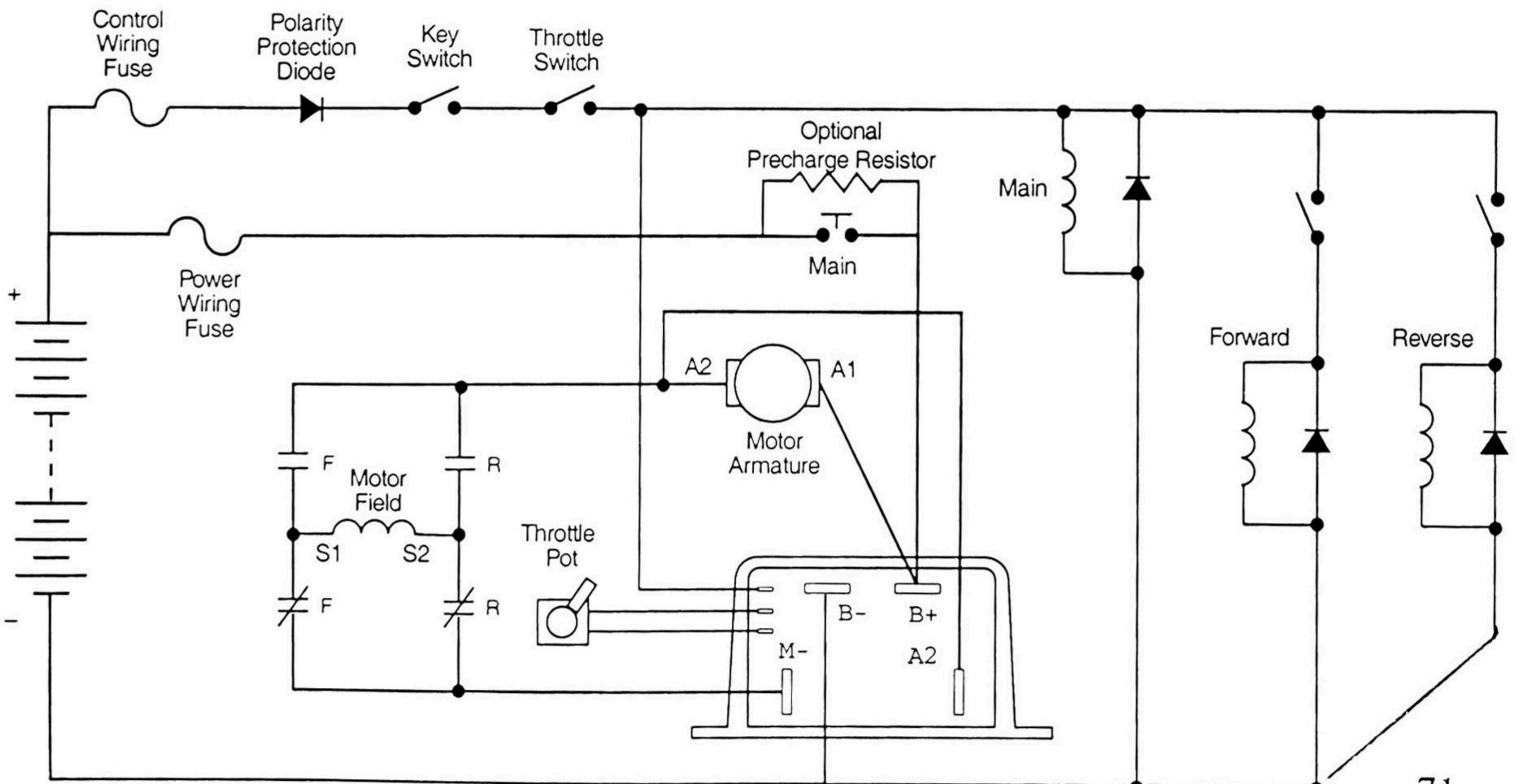
- Frequency of Operation: 15 kHz
- Standby Current: less than 20 mA
- Standard Throttle Input: 0-5k ohms \pm 10% (others available)
- Weight: 1204: 1.8 kg (4 lbs);
1205: 2.7 kg (6 lbs)
- Full Power Operating Temperature Range: -25°C to 75°C (controller temperature)

CURTIS PMC MODELS	VOLTAGE (volts)	CURRENT (amps)	2 MIN RATING (amps)	5 MIN RATING (amps)	1 HOUR RATING (amps)	VOLTAGE DROP @ 100A	UNDERVOLT CUTBACK (volts)
1204-0xx	24-36	275	275	200	125	.35	16
1204-1xx	24-36	175	175	130	75	.50	16
1204-2xx	24-36	275	275	200	125	.35	16
1204-3xx	24-36	175	175	130	75	.50	16
1204-4xx	36-48	275	275	200	125	.35	21
1204-5xx	36-48	175	175	130	75	.50	21
1204-6xx	12	275	275	200	125	.35	9
1204-7xx	12	175	175	130	75	.50	9
1205-1xx	24-36	400	400	275	175	.25	16
1205-2xx	36-48	350	350	250	150	.30	21
1205-3xx	12	400	400	275	175	.25	9

Dimensions: mm (inches)



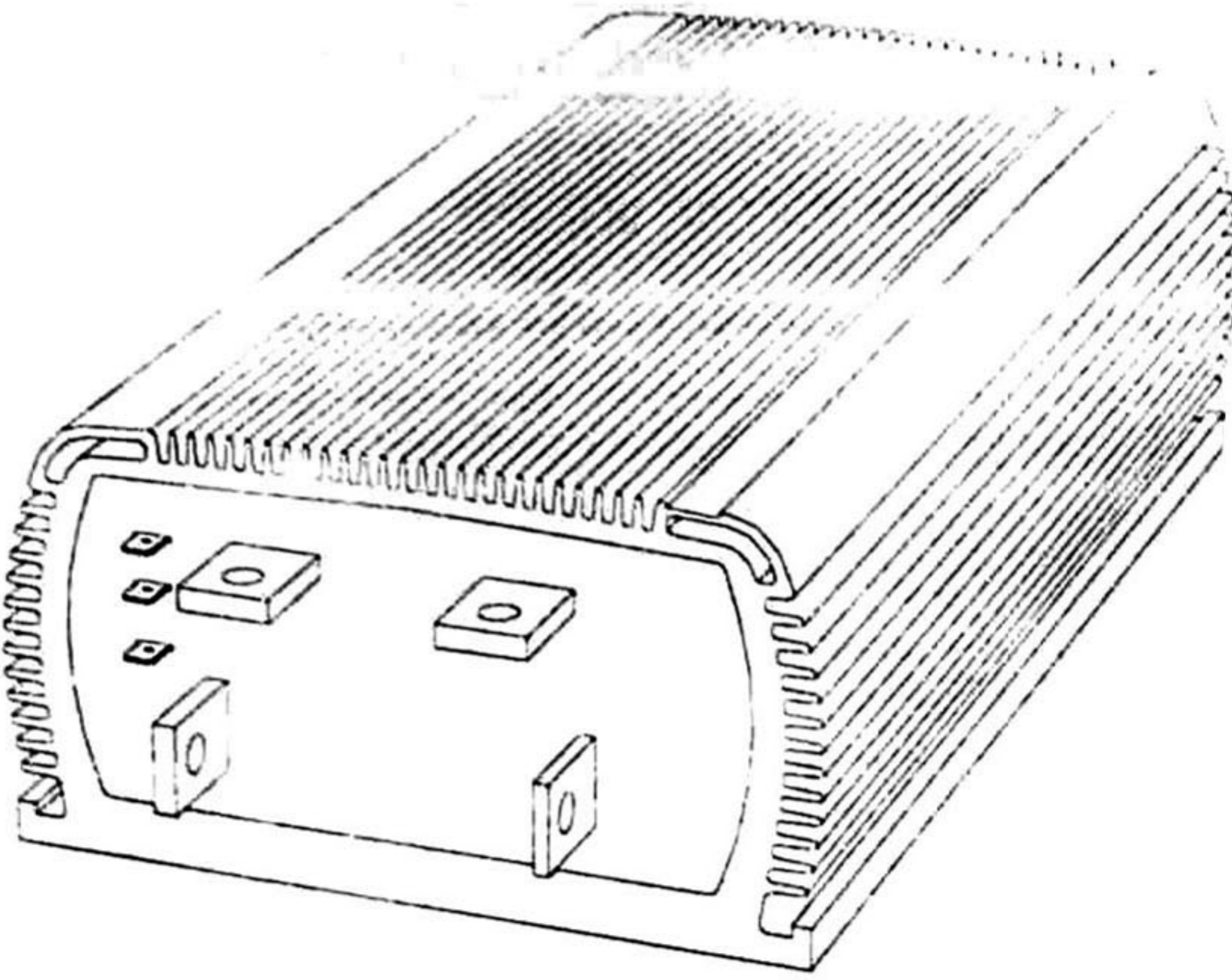
Typical Wiring Diagram



ON ROAD MOTOR SPEED CONTROLLERS

MODEL 1231C AND MODEL 1221C

CURTIS



DESCRIPTION

The Curtis PMC models 1231C and 1221C motor speed controllers provide smooth, silent, efficient and cost effective speed control for on-road electric vehicle applications. These controllers utilize power MOSFET technology, pioneered by Curtis PMC, to provide benefits unavailable with older speed control systems.

WARRANTY

One year from date of delivery, subject to conditions of warranty.

Application

The Curtis PMC models 1231C and 1221C are high power, heavy duty MOSFET electronic motor speed controllers which are ideal for use in electric commuter vehicles, light delivery trucks, and other vehicles utilizing up to 144 volts.

Specifications

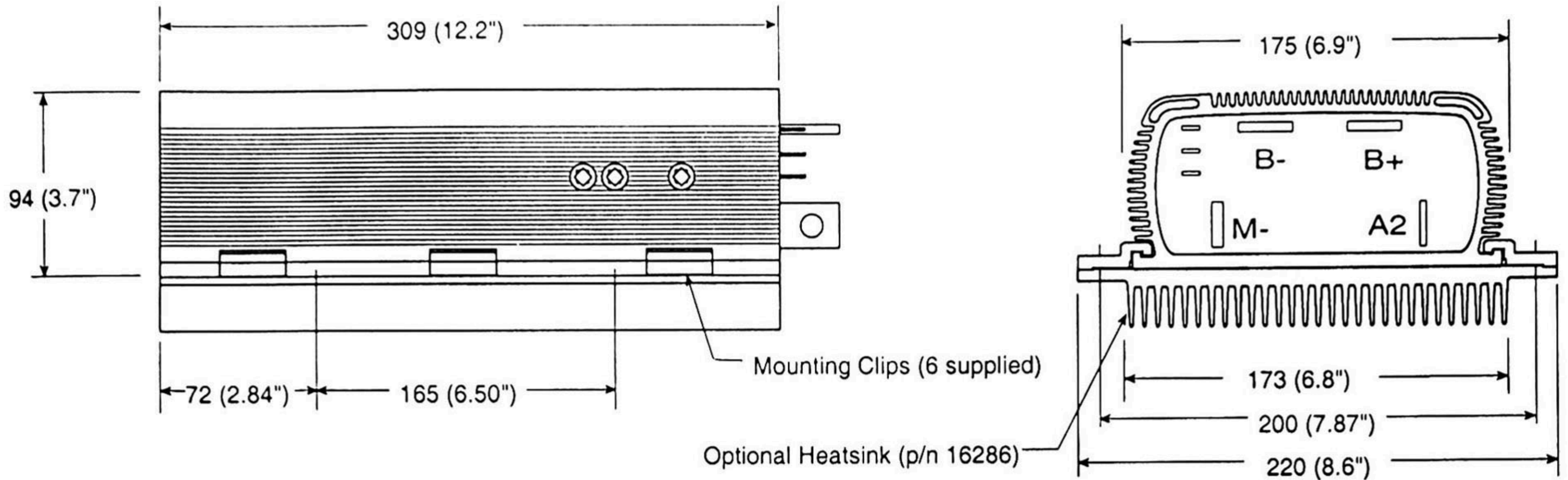
- Frequency of Operation: 15/1.5 kHz
- Standby Current: less than 30 mA
- Ambient Operating Temperature Range: -25°C to 50°C
- Controller Temperature Cutback Point: -25°C and +85°C

Features

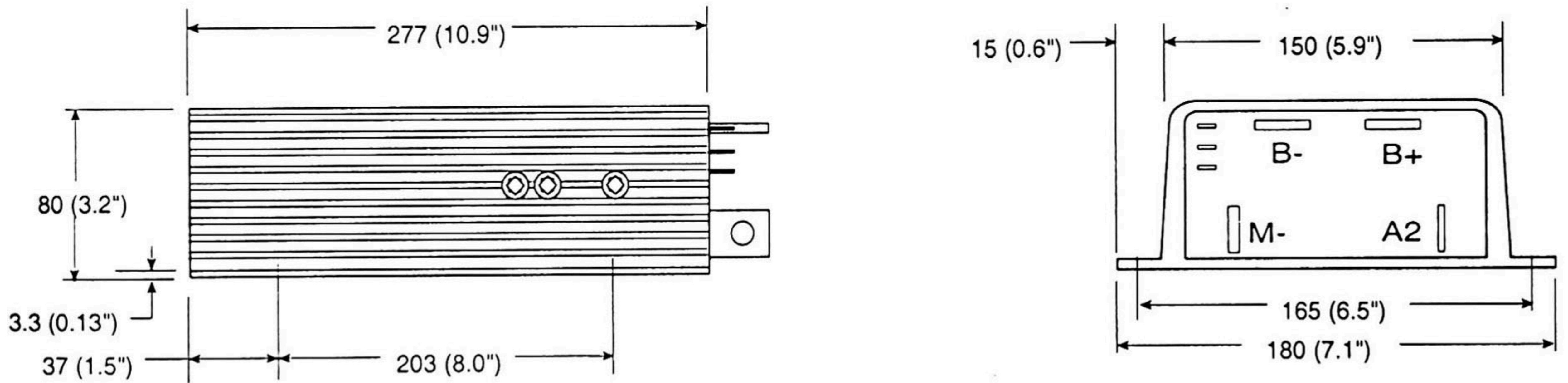
- High frequency switching and ultra low voltage drop provides very high efficiency and quiet operation. Costs, heatsinking requirements and motor and battery losses are reduced. Low end torque, range and battery life are increased.
- Environmental protection provided by a sealed (factory serviceable), rugged, anodized aluminum extrusion housing. Simple mounting and wiring with push-on type connectors for control signals. Plated solid copper busses used for all power connections.
- Thermal protection and compensation circuit provides under-temperature cutback, constant current limit over operating range, and linear rollback in over-temperature. No sudden loss of power under any thermal conditions.
- Frequency shifting from 15 kHz to 1.5 kHz at low throttle settings provides improved protection against stalled motors.
- Heavy duty power base in 1231C contains additional active devices to improve power handling capability.
- Potentiometer fault protection circuitry disables the controller if the throttle wires become open.
- High Pedal Disable prevents controller operation if the key switch is turned on while throttle is applied.
- Optional heatsink (p/n 16286) for model 1231C controller improves thermal capability.
- No adjustments are required.
- Simple installation — Uses a two wire throttle potentiometer.

CURTIS PMC MODELS	VOLTAGE (volts)	CURRENT (amps)	2 MIN RATING (amps)	5 MIN RATING (amps)	1 HOUR RATING (amps)	VOLTAGE DROP @ 100A	UNDERVOLT CUTBACK (volts)
1231C-86XX	96-144	500	500	375	225	.30	64
1231C-77XX	72-120	550	550	375	225	.30	43
1221C-74XX	72-120	400	400	250	150	.50	43

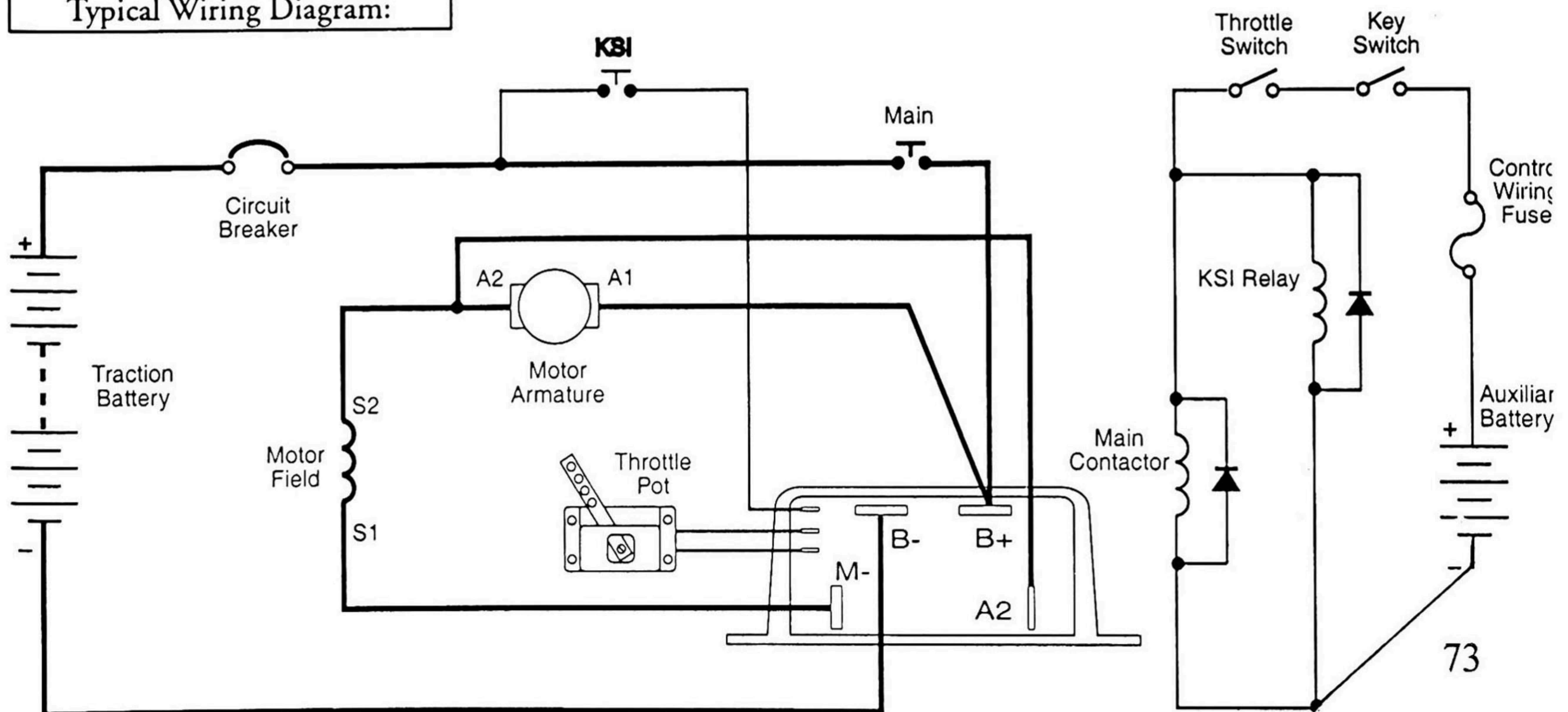
1231C Dimensions: mm (inches)



1221C Dimensions: mm (inches)



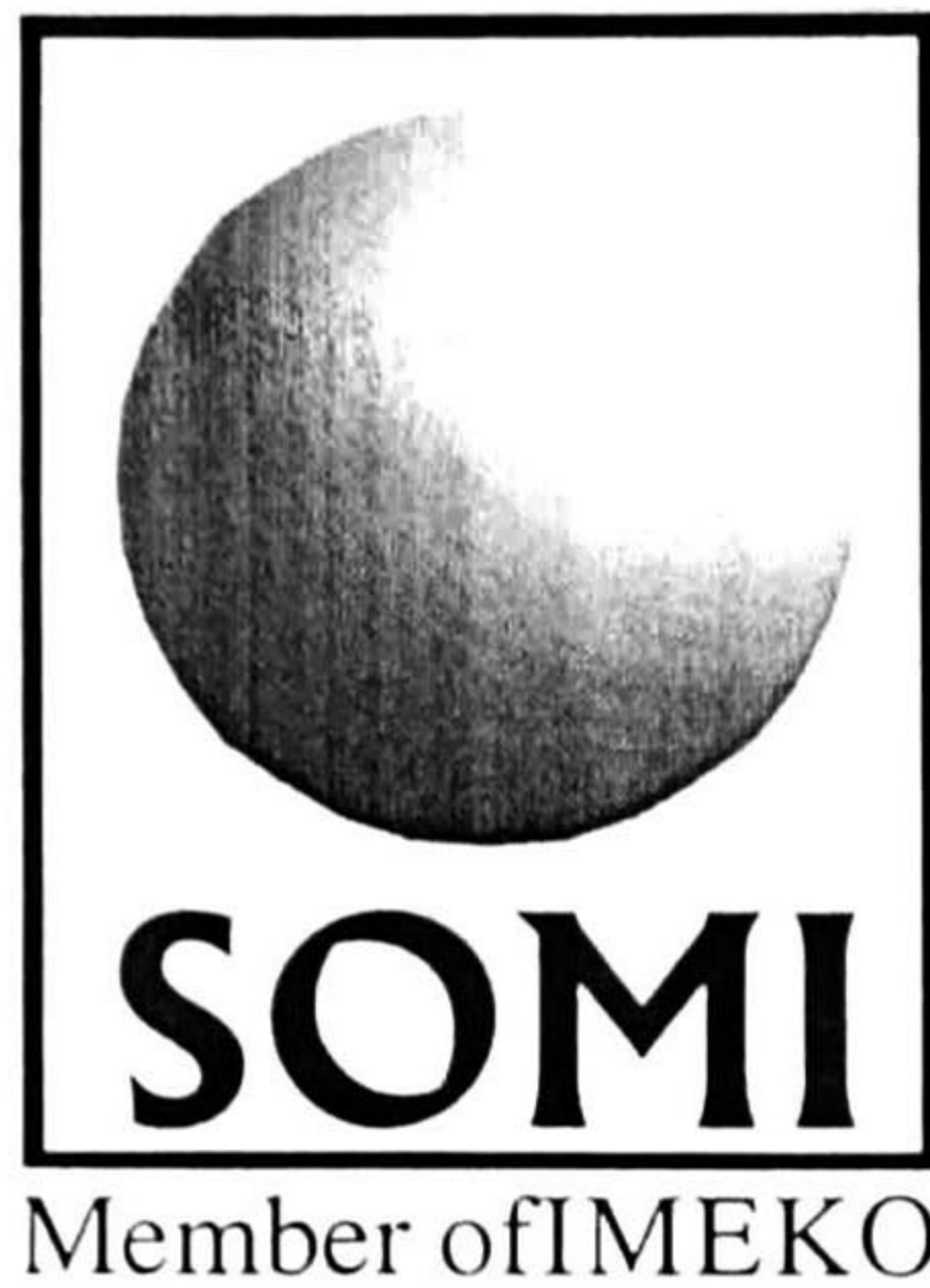
Typical Wiring Diagram:



Apéndice C

PUBLICACIONES DE LA TESIS

- [1] J. Santana, O. Argueta y J. L. Naredo, "Control de Velocidad de Motores de CD en Serie: Modelado, Simulación y Construcción", *MEMORIAS SOMI XIV Congreso de Instrumentación*, pp. 59-63, Octubre 1999.
- [2] O. Argueta, J. Santana y J. L. Naredo, "Control de Motores Serie CD Modelado, Simulación y Propuestas de Mejoras para Diseños Convencionales", *IEEE Duodécima Reunión de Verano de Potencia, Aplicaciones Industriales y Exposición Industrial RVP-A1/99*, tomo I, pp. 256-261, Julio 1999.



MEMORIAS SOMI XIV CONGRESO DE INSTRUMENTACION

Tonantzintla, Puebla, México
Octubre, 1999

Sociedad Mexicana de Instrumentación, A.C.

5 DE OCTUBRECONTROL Y AUTOMATIZACION

	Pags.
ANALISIS DE ROBUSTEZ DE UN SISTEMA DE CONTROL ADAPTIVO Aguilar, S.; Jiménez, A.	1
CONTROLADOR PWM DE FLUJO DE AIRE PARA UN SECADOR SOLAR Chan, F.; Simá, E.; Alvarez, G.	7
DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN CONTROL DE TEMPERATURA DE PROPOSITO GENERAL Guadarrama, A.; Ruvalcaba, R.; Dorantes, R.	12
NUEVA ESTRATEGIA PARA EL SISTEMA DE CONTROL DE UN MICROSCOPIO DE EFECTO TUNEL Herrera, M.; Rejón, V.; Oliva, A.; Castro, R.	16
METODOLOGIA DE CONMUTACION DE MULTIPLES CONTROLADORES Martínez, W.; Castillo, J.; Lara, F.; Bañuelos, M.A.	22
AUTOMATIZACION DE UN SISTEMA PARA MEDIR LA RADIACION SOLAR DIFUSA Mota, A.; Mere, A.	28
CONTROL ELECTRONICO DE LOS ACTUADORES DESDE UNA PC PARA UN TELESCOPIO NEWTONIANO UTILIZANDO RADIO FRECUENCIA Ojeda, C.E.; Quintana, S.; Pérez, J.L.	33
CONTROL DE TEMPERATURA DE UN HORNO INDUSTRIAL DE SECADO UTILIZANDO UN PID ANALOGICO Rayo, G.D.; Bañuelos, M.A.; Castillo, J.; Pérez, J.L.; Pérez, J.S.	38
BIFURCACIONES HOPF EN LA ESTRUCTURA DE CONTROL CON MODELO INTERNO Rosas, D.; Alvarez, J.	43
CONTROL DE VELOCIDAD POR PWM DE PROPOSITO GENERAL PARA MOTORES DE CD Ruvalcaba, R.; Guadarrama, A.; Dorantes, R.	49
IDENTIFICACION DE SISTEMAS CON RUIDO EN LAS MEDICIONES Ramírez, R.	54
CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE CD EN SERIE: MODELADO, SIMULACION Y CONSTRUCCION Santana, J.; Argueta, O.; Naredo, J.L.	59
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SIMULADOR DE MEDIDOR DE ENERGIA ELECTRICA PARA CONTROLADORES DE DEMANDA MAXIMA Santiago, F.; Ramírez, F.H.	64
SYSTEM DESIGN PROBLEM BY CONTROL THEORY FORMULATION Zemliak, A.; Rios, E.	69

ELECTRONICA

GENERADOR DE SEÑALES CONTROLADO POR COMPUTADORA Bañuelos, M.A.; Martínez, W.; Quintana, S.; Pérez, J.L.; Pérez, J.S.	75
INSTRUMENTACION ELECTRONICA EN LA MEDICION DE LA RESISTIVIDAD MAGNETICA Calva, G.	79

CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE CD EN SERIE: MODELADO, SIMULACIÓN Y CONSTRUCCIÓN

J. Santana, O. Argueta, y J.L. Naredo

CINVESTAV Unidad Guadalajara, Prol. López Mateos Sur # 590, Guadalajara, Jalisco, C.P. 45090
Tel (523) 684 1580 Fax (523) 684 1708. Email: juans@mar.te.cinv.iteso.mx

RESUMEN

Los motores de CD son comunmente usados en aplicaciones de tracción. En particular en vehículos eléctricos dado el gran torque que pueden desarrollar. El presente trabajo se enfoca al modelado, simulación y construcción de un control de velocidad para vehículos eléctricos con motor de CD en serie. El modelo del motor se implementó utilizando los Bloques de Comportamiento Analógico (ABM) de PSPICE de OrCAD. Estos módulos permiten una simulación integral del sistema incluyendo modelos de los componentes mecánicos, eléctricos y electrónicos del sistema en estudio. La sección de control se realizó utilizando el microprocesador MC68HC11 que produce un pulso de PWM y además incorpora protecciones al sistema. En el diseño se usaron dispositivos IGBT en una arquitectura de medio puente H para la sección de electrónica de potencia. Principalmente para eliminar los problemas de arcos voltaicos comunes en controles de velocidad basados en MOSFETs.

ABSTRACT

CD series motors are extensively used in motion applications, particularly in electric vehicles because of the high torque developed. This paper focuses in the modelling, simulation and construction of a speed control of an electric car using a CD series motor. The motor model has been done taking advantage of the Analogue Behavioural Models (ABM) of PSPICE. Such modules allow the simulation of entire systems comprising mechanical, electrical and electronic components. The control section was implemented using a MC68HC11 microcontroller that produces the PWM signal and also monitors the protection sections of the system. On this design the use of IGBTs on an half H-Bridge architecture was used mainly to eliminate sparks commonly present in speed control devices based on MOSFETs.

1. INTRODUCCIÓN

Al diseñar un sistema electrónico, en este caso el control de un motor de CD en serie, es importante el uso de herramientas que simulen adecuada y precisamente su comportamiento con el fin de optimizar los recursos disponibles y evitar el tener que corregir errores de diseño, en muchos casos costosos, que causan retrasos en la fabricación del sistema.

En este artículo se simula un sistema completo; es decir, se incluye en la simulación no solo a los componentes electrónicos sino también a los electromecánicos, como lo es el modelo de un motor de CD en serie [4]. Dicho modelo se realizó utilizando los "Módulos de Comportamiento Analógicos" (ABM por sus siglas en inglés) [2, 3] de PSPICE de OrCAD que permiten, a través de una interfase propia del programa, simular una amplia gama de sistemas eléctricos, hidráulicos, etc. al implementar y resolver las ecuaciones integrodiferenciales que describen al sistema en estudio.

Para el control de velocidad presentado en este artículo es de especial importancia simular y analizar los esfuerzos y tensiones (transitorios, estado estable, etc) a los que estarán sujetos el control de velocidad y el motor en distintas condiciones de operación. Esto con el fin de diseñar un control robusto y confiable y de ahí la necesidad de simular el sistema completo. Se propone además el uso de IGBTs en una arquitectura de medio puente H que reemplacen a los MOSFETs comunmente utilizados en controles de velocidad convencionales, los cuales presentan grandes problemas de manufactura.

2. MODELO DEL MOTOR USANDO BLOQUES DE COMPORTAMIENTO ANALÓGICOS

2.1 Ecuaciones del motor

Las ecuaciones que describen el comportamiento de un motor serie de CD [1,5] se dan a continuación. La ecuación de equilibrio eléctrico:

$$V_S = E_a + R_t i_s(t) + L_t \frac{di_s(t)}{dt} \quad (1)$$

donde E_a (fuerza contraelectromotriz) es proporcional a ϕ (flujo), ω (velocidad angular), R_t (resistencia total) y L_t (impedancia total):

$$E_a(t) = K_a \phi \omega(t) \quad (2)$$

La ecuación de balance de par es:

$$T_{em}(t) = T_L + B\omega + J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (3)$$

donde T_{em} es el par electromagnético, B es la constante de fricción viscosa y J la inercia del eje del motor. La ecuación del par electromagnético es:

$$T_{em}(t) = K_a \phi i_s(t) \quad (4)$$

donde K_a es la constante del motor e i_s es la corriente del motor.

Las ecuaciones (1) a (4) se utilizan para representar el comportamiento del motor de CD [1] y describen claramente los comportamientos eléctrico y mecánico del motor.

2.2 Modelo del motor con bloques de comportamiento analógicos (ABM)

La ecuación (1) del equilibrio eléctrico se representa en la figura 1 con dispositivos eléctricos y bloques analógicos L_t , R_t y E_a . La ecuación (3) de equilibrio mecánico se representa en su totalidad con bloques ABM en la misma figura. La relación entre las ecuaciones (2) y (4), es decir entre el flujo (ϕ) y la corriente (i_s) es no lineal debido a la saturación magnética del rotor y del estator. Esta relación se implementa fácilmente utilizando un bloque ABM no lineal que, para toda corriente $i_s(t)$, corresponda una fuerza contraelectromotriz $E_a(t)$; es decir, la curva de magnetización se representa por una tabla. Como el par electromagnético T_{em} y el bloque analógico de la curva de magnetización son funciones de la corriente $i_s(t)$, se necesita una fuente de voltaje controlada por corriente que proporcione dicho valor. La fuerza contraelectromotriz $E_a(t)$ se retroalimenta al circuito a través de una fuente de voltaje controlada por voltaje de ganancia unitaria. Todos los cálculos en los bloques analógicos son hechos con voltajes y se debe tener cuidado con las unidades al interpretar los resultados. La solución a las ecuaciones 1 a 4 usando los bloques ABM es muy sencilla. Por ejemplo, para encontrar la velocidad angular, de la ecuación (3), se desprecia la constante de fricción viscosa y se despeja ω :

$$\omega = \int \frac{1}{J} (T_{em} - T_L) \quad (5)$$

Esta expresión se implementa fácilmente mediante un bloque integrador, un bloque con ganancia $1/J$ y obteniendo la diferencia $T_{em} - T_L$. La Fig. 1 muestra la arquitectura propuesta para la etapa de potencia del control de velocidad. Un convertidor en medio puente H con dispositivos IGBT de IR

modelo GA100TS600U (T_1 y T_2) cada uno con un diodo en antiparalelo (D_1 y D_2), el modelo del motor usando los bloques de comportamiento analógicos se muestra en el recuadro a línea quebrada. Los parámetros utilizados para la simulación fueron: $L_l = 70\mu\text{H}$ a $150\mu\text{H}$ (impedancia de armadura y campo), $R_l = 55\text{m}\Omega$ (resistencia de armadura y campo), $B = 0 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$ (constante de fricción viscosa), $J = 0.04 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ (inercia del eje del motor), $T_L = 4\text{N}\cdot\text{m}$ (par de carga), $\omega_0 = 180 \text{ rad/s}$ (velocidad angular de referencia) $V_s = 12\text{V}$ (voltaje de la batería), V_{ga} y V_{gb} estímulos PWM. El motor es de 1Hp serie de 60 Amperes a 12V.

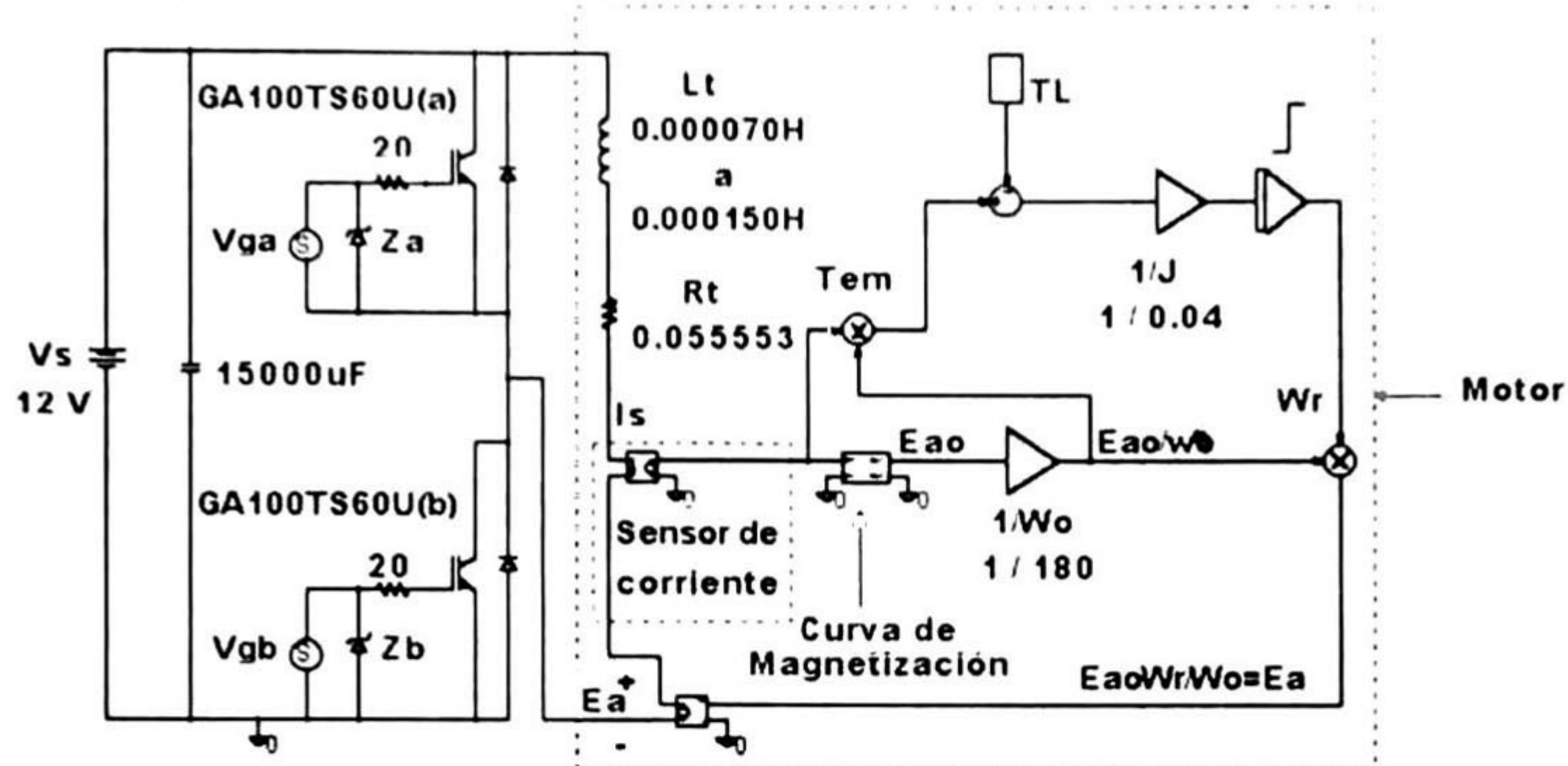


Figura 1. Modelo del motor de CD usando bloques de comportamiento analógicos

Una vez conectadas ambas partes [6], el del motor y el del medio puente H, se pueden realizar las simulaciones necesarias para conocer la respuesta del sistema tanto en modo transitorio como estable y en distintas condiciones de operación.

3 DESCRIPCIÓN DEL CONTROL DE VELOCIDAD

La Fig.2 muestra el control de velocidad a base de un microcontrolador MC68HC811 que produce el pulso PWM y en el cual también se implementan las protecciones del sistema, como son: las protecciones de temperatura, de sobrecorriente, de bajo voltaje en baterías y de ciclo de trabajo adecuado, entre otras.

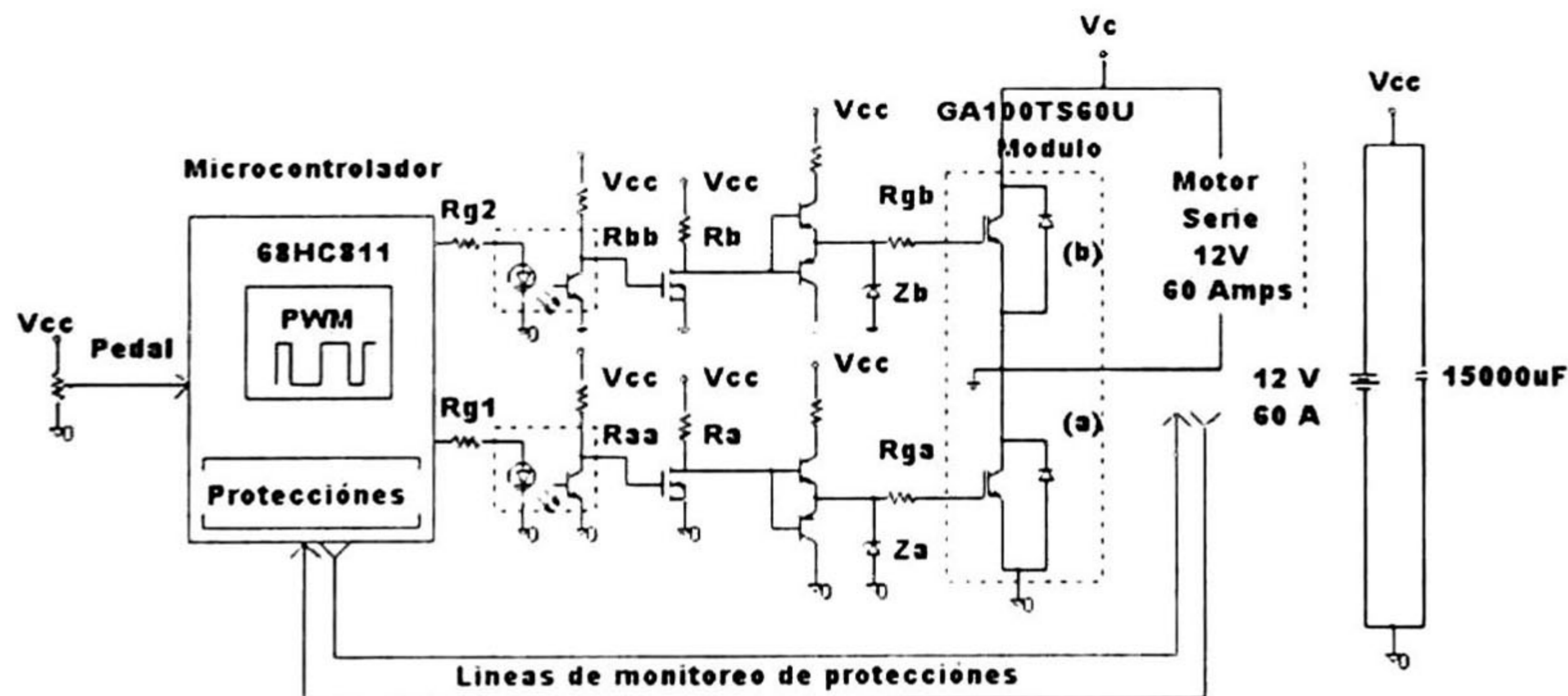


Figura 2. Control de velocidad en base a un microcontrolador MC68HC811 de Motorola

Las señales del PWM se entregan a 2 optoacopladores para separar el microcontrolador de las etapas posteriores y aislar las tierras. De ahí, la señal pasa al manejador de compuerta que controla el apagado y encendido de los IGBTs.

4 SIMULACIONES Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Los resultados de las simulaciones del modelo del motor se dividen en dos partes: Estado estable y Transitorio y se describen a continuación:

4.1 Estado Estable

Las Fig.3(a) y 3(b) muestran la simulación y mediciones respectivamente, de la corriente que circula en el motor para un ciclo de trabajo de 10% y una frecuencia de 2500Hz sin carga. Se observa una buena concordancia entre la simulación y los datos obtenidos en laboratorio.

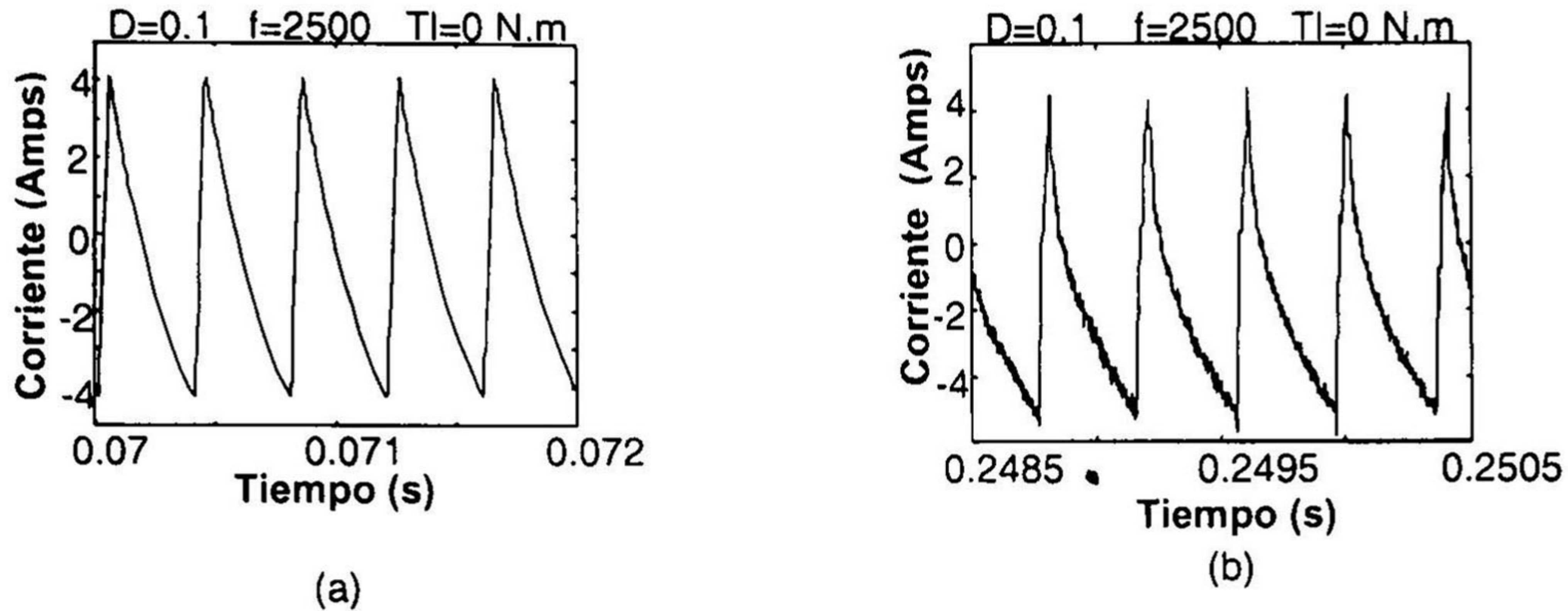


Figura 3. (a) Simulación de la corriente en estado estable con un ciclo de trabajo al 10% y (b) datos obtenidos experimentalmente con el mismo ciclo de trabajo.

4.2 Transitorios

Las Fig. 4(a) y 4(b) muestran la simulación y mediciones respectivamente, de los transitorios de corriente en el motor en el primer segundo de operación a una frecuencia de 2500Hz, sin carga y para distintos ciclos de trabajo. Estos datos muestran que el arrancar el motor con ciclos de trabajo altos (90%) produce corrientes de hasta 4 veces la corriente nominal. Estos pueden causar serios daños a la sección de potencia del sistema. La simulación y los datos difieren ligeramente en los primeros 100ms debido a que el modelo es una aproximación sencilla del motor; pero, las magnitudes de la respuesta transitoria se predicen adecuadamente.

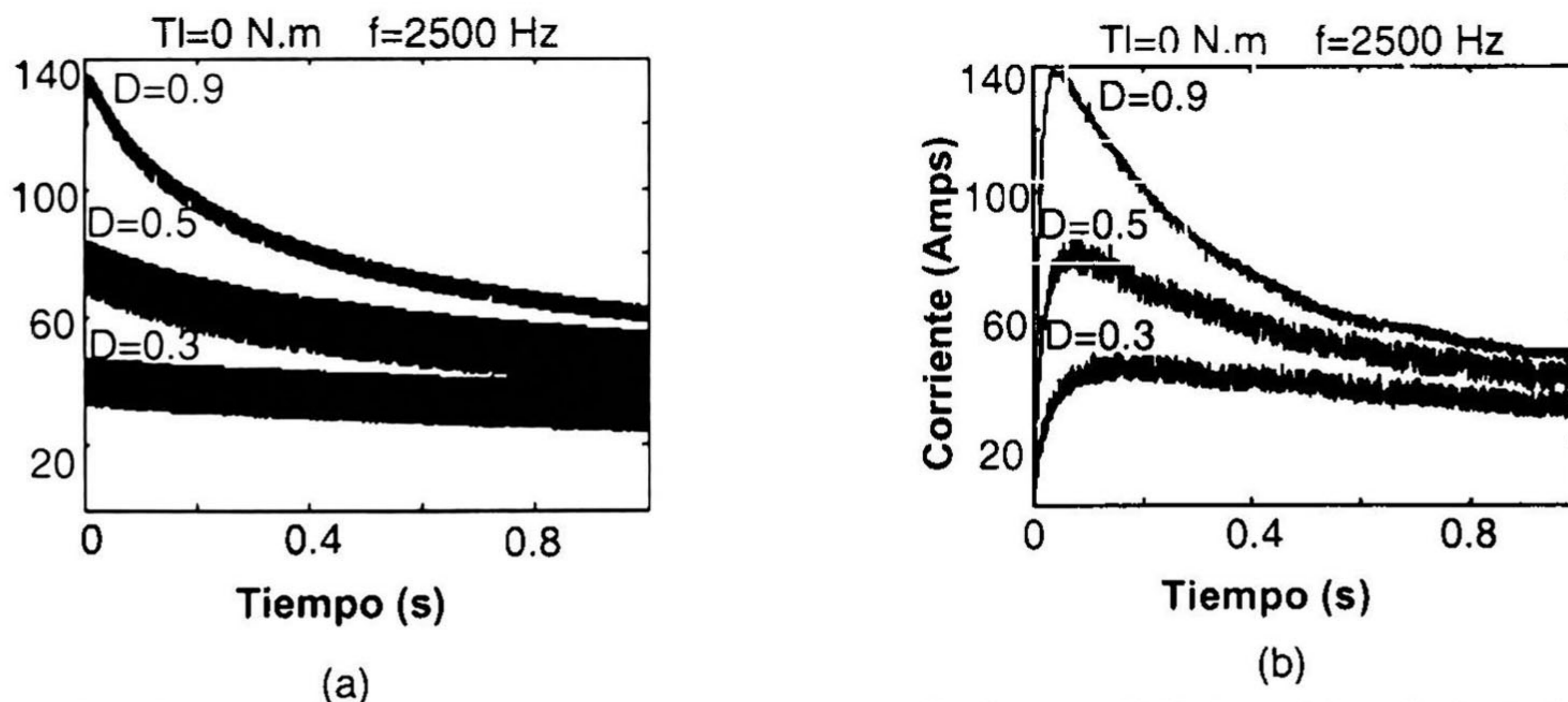


Figura 4. (a) Simulación de la corriente en estado transitorio con distintos ciclos de trabajo (30, 50 y 90%) sin carga y (b) datos obtenidos experimentalmente para los mismos ciclos de trabajo.

4.3 Simulación de otras variables

El modelo puede simular además otras variables como la fuerza contraelectromotriz, el par electromagnético, velocidad angular y en general cualquier otra variable de interés. En la Fig. 5 se muestran las simulaciones de la velocidad angular y del par electromagnético. Estas simulaciones

son ilustrativas del comportamiento de variables del sistema difíciles de visualizar, pero que el simulador proporciona sin problema alguno.

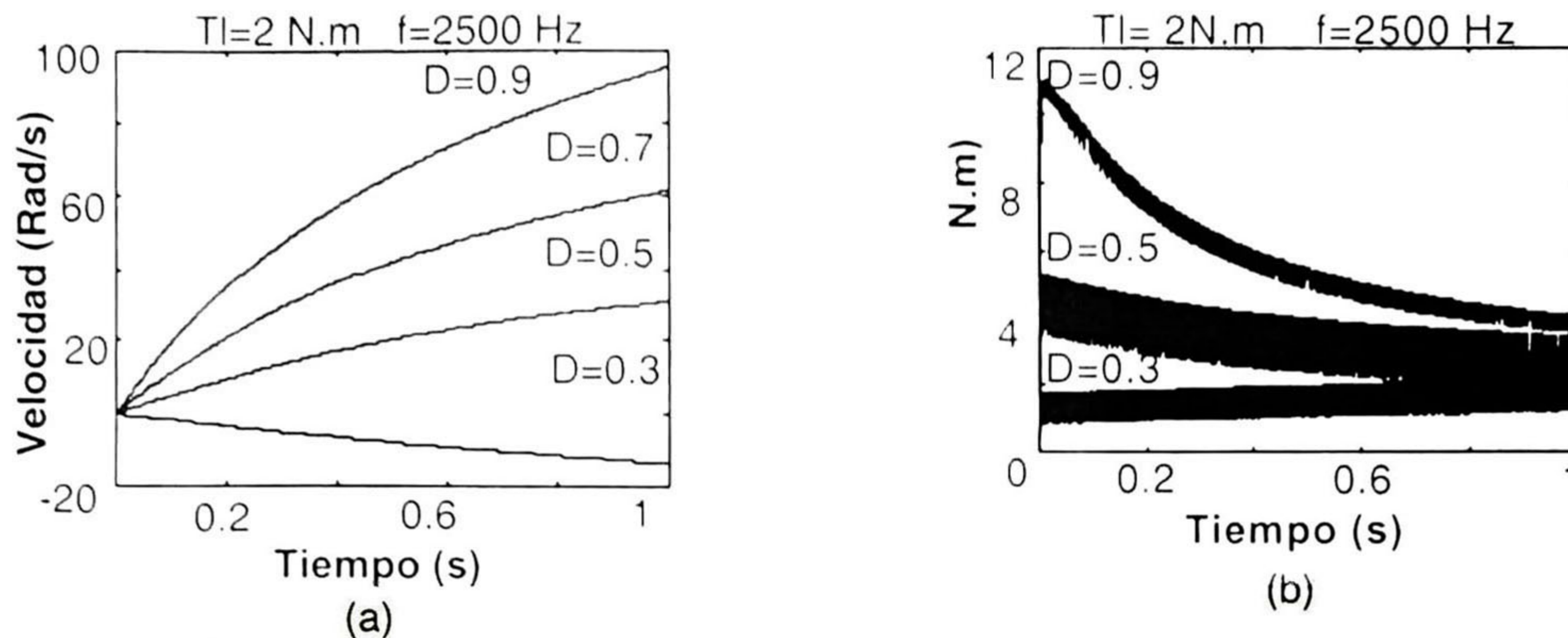


Figura 5. (a) Simulación de la velocidad angular con una carga de 2N.m y ciclos de trabajo de 30, 50, 70 y 90% (b) Simulación del Par para los mismos ciclos de trabajo y carga.

5 CONCLUSIONES

Se ha propuesto un control de velocidad para motores de CD en serie utilizando el microprocesador MC68HC11 para producir los pulsos PWM, así como para efectuar las funciones requeridas por este tipo de controles. Adicionalmente se ha propuesto utilizar dispositivos IGBT en configuración de medio puente H, en vez de los tradicionales MOSFETs. Con ello se ha eliminado el problema de arcos voltaicos entre los dispositivos de potencia.

El control propuesto, junto con el motor a controlar han sido modelados y simulados en PSPICE utilizando la herramienta ABM. Se ha construido, así mismo, un prototipo de laboratorio del control propuesto. Las comparaciones entre las simulaciones en PSPICE y las mediciones obtenidas en laboratorio han mostrado una muy buena concordancia. Se concluye pues que el uso combinado de simulaciones y pruebas de laboratorio permite acelerar el desarrollo de diseños de electrónica de potencia asegurando su robustez y confiabilidad.

6 REFERENCIAS

1. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications, and Design*, (Ed. John Wiley & Sons, New York), (1995).
2. Roy W. Goody, *MicroSim Pspice for windows*, (Ed. Prentice Hall, New Jersey), (1998).
3. *Manual de Referencia Modulos ABM de PSPICE*, (OrCAD), (1999).
4. Chee-Mun Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*, (Ed. Prentice Hall, New Jersey), (1998).
5. Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*, (Ed. IEEE Press, New York), (1995).
6. Thierry Castagnet, Jean Nicolai, *IEEE Transactions on industry applications Vol 30.*, (4), Págs 883-888., (1994).

CONTROL DE MOTORES SERIE DE CD MODELADO, SIMULACIÓN Y PROPUESTAS DE MEJORAS PARA DISEÑOS CONVENCIONALES

Odilon J. Argueta T. Juan Santana Côrte José L. Naredo V.

CINVESTAV, Unidad Guadalajara
Prol. A. López Mateos Sur 590

RESUMEN. Se utiliza el PSPICE para modelar un motor de CD en serie controlado por IGBT's. Las simulaciones de éste permiten cuantificar el comportamiento tanto transitorio como estable del motor; particularmente con respecto a transitorios de corriente. Esto permite seleccionar los dispositivos, así como optimizar su diseño. Finalmente, se proponen algunas recomendaciones prácticas para diseño de controladores de velocidad para aplicaciones de autos eléctricos. Se hace referencia a controles convencionales.

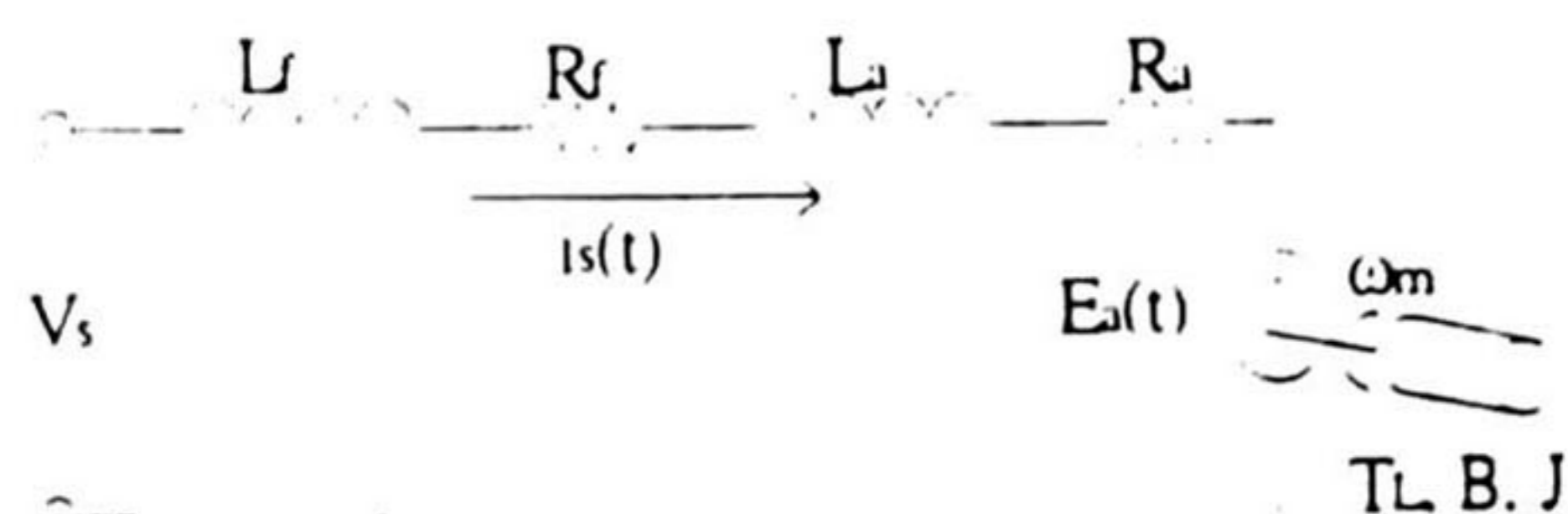


Fig. 1. Representación de un motor serie de CD

1. Nomenclatura

Los siguientes parámetros se utilizan a lo largo del artículo.

- V_s Fuente de potencia (V)
- $E_a(t)$ Fuerza contra electromotriz (V)
- $i_s(t)$ Corriente del motor (A)
- $L_t = L_a + L_f$ Inductancia total del motor (H)
- $R_t = R_a + R_f$ Resistencia total del motor (Ω)
- $\omega(t)$ Velocidad angular (rad/s)
- $\omega_o(t)$ Velocidad angular de referencia (rad/s)
- $E_{a0}(t)$ Fuerza contraelectromotriz tomada a ω_o (V)
- FEM Fuerza electromotriz (V)
- ϕ Flujo (Wb)
- n Velocidad angular (rev/s)
- $T_{em}(t)$ Par electromagnético (N.m)
- T_L Par de carga (N.m)
- J Inercia del eje del motor (Kg.m²)
- B Const. de fricción viscosa (N.m.s/rad)
- T_n n-ésimo Transistor (IGBT)
- D_n n-ésimo Diodo.
- K_a Constante del motor
- ct Ciclo de trabajo (%)

2. Introducción

Cuando se efectúa el diseño electrónico de algún sistema es importante utilizar herramientas que simulen adecuada y precisamente su comportamiento. En este artículo, en particular, se simula el sistema completo (motor y dispositivos electrónicos de control) con el fin de obtener una caracterización adecuada; además, se proponen algunas recomendaciones para el diseño de controles de velocidad para motores CD de autos eléctricos.

Se presentan primero las ecuaciones que describen al motor de CD, así como el modelo de éste en Pspice; posteriormente, se proponen algunas recomendaciones para el diseño de estos controladores y se muestra un conjunto de simulaciones que ayuda a entender el comportamiento dinámico de un sistema motor-control.

3. Modelo del motor

Considérese el esquema del motor serie mostrado en la fig. 1 cuya ecuación de voltajes de lazo es:

$$V_s = E_a + R_t i_s + L_t \frac{di_s}{dt} \quad (1)$$

donde E_a es proporcional a ϕ y ω :

$$E_a = K_a \phi \omega \quad (2)$$

La ecuación de balance de par es

$$T_{em} = T_L + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3)$$

Donde

$$T_{em} = K_a \phi i_s \quad (4)$$

Las ecuaciones (1) y (3) son utilizadas para representar el comportamiento del motor de CD [1.2.6] y describen de una manera clara el comportamiento tanto eléctrico como mecánico. El motor modelado en PSPICE, se muestra en la

RVP-AI/99-AI-12 PONENCIA RECOMENDADA POR
EL COMITE DE APLICACIONES INDUSTRIALES DEL
CAPITULO DE POTENCIA DEL IEEE SECCION MEXICO Y
PRESENTADA EN LA REUNION DE VERANO, RVP-AI/99,
ACAPULCO, GRO. DEL 11 AL 16 DE JULIO DE 1999

variar del ciclo de trabajo. La fig. 9 muestra la fuerza contraelectromotriz en la armadura y para varios ciclos de trabajo en función del tiempo. La fig. 10 muestra el consumo de potencia del motor al variar el ciclo de trabajo. La fig. 11 ilustra la importancia de arrancar a un motor de este tipo con carga, ya que de no ser así, la velocidad podría

alcanzar valores elevados. También se muestra en la fig. 12 y fig. 13 la forma en que responde el IGBT T3 a un tren de pulsos en su compuerta y en condiciones normales de operación del motor.

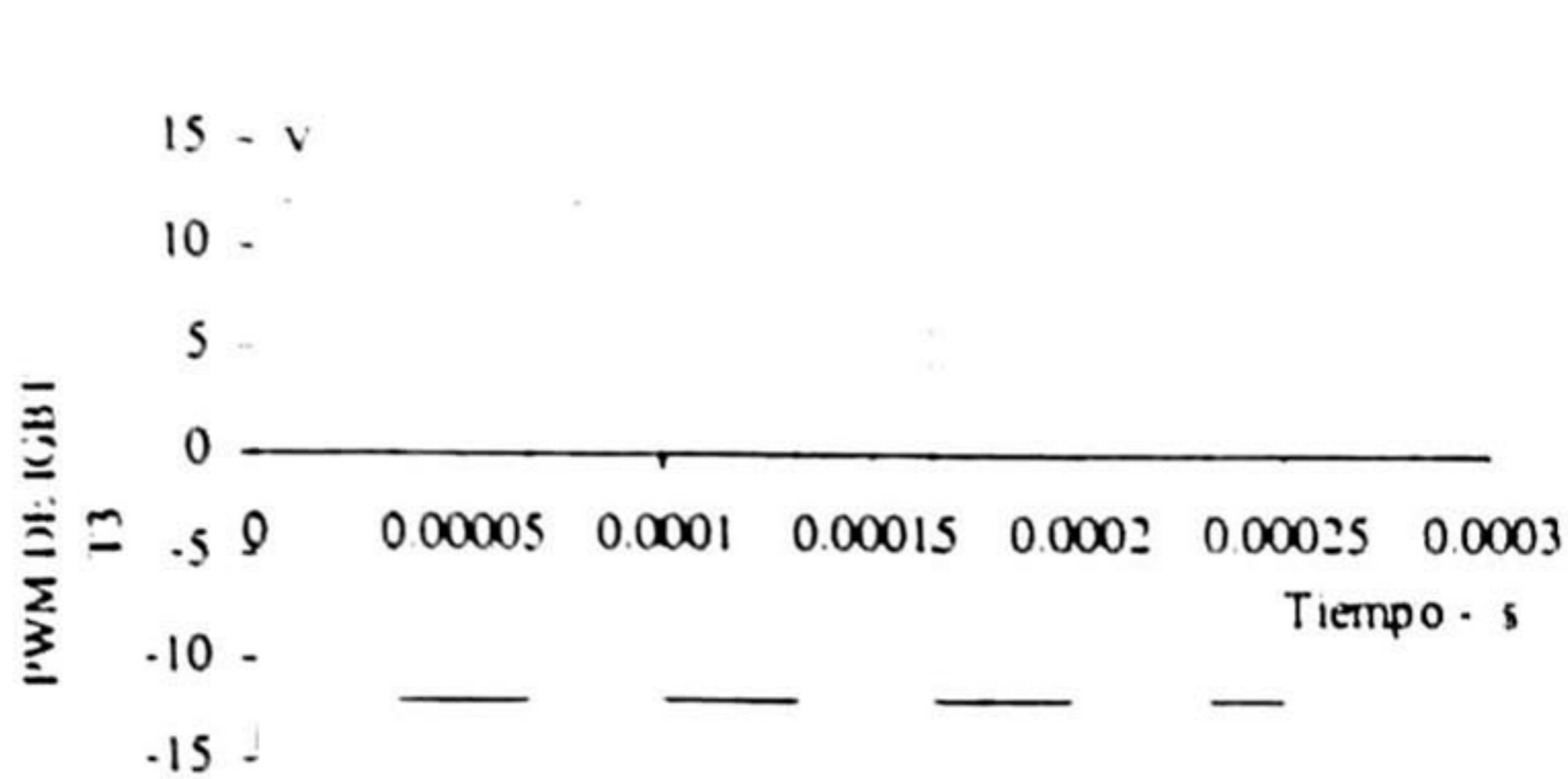


Fig. 3 Pulsos aplicados al IGBT 3 en compuerta

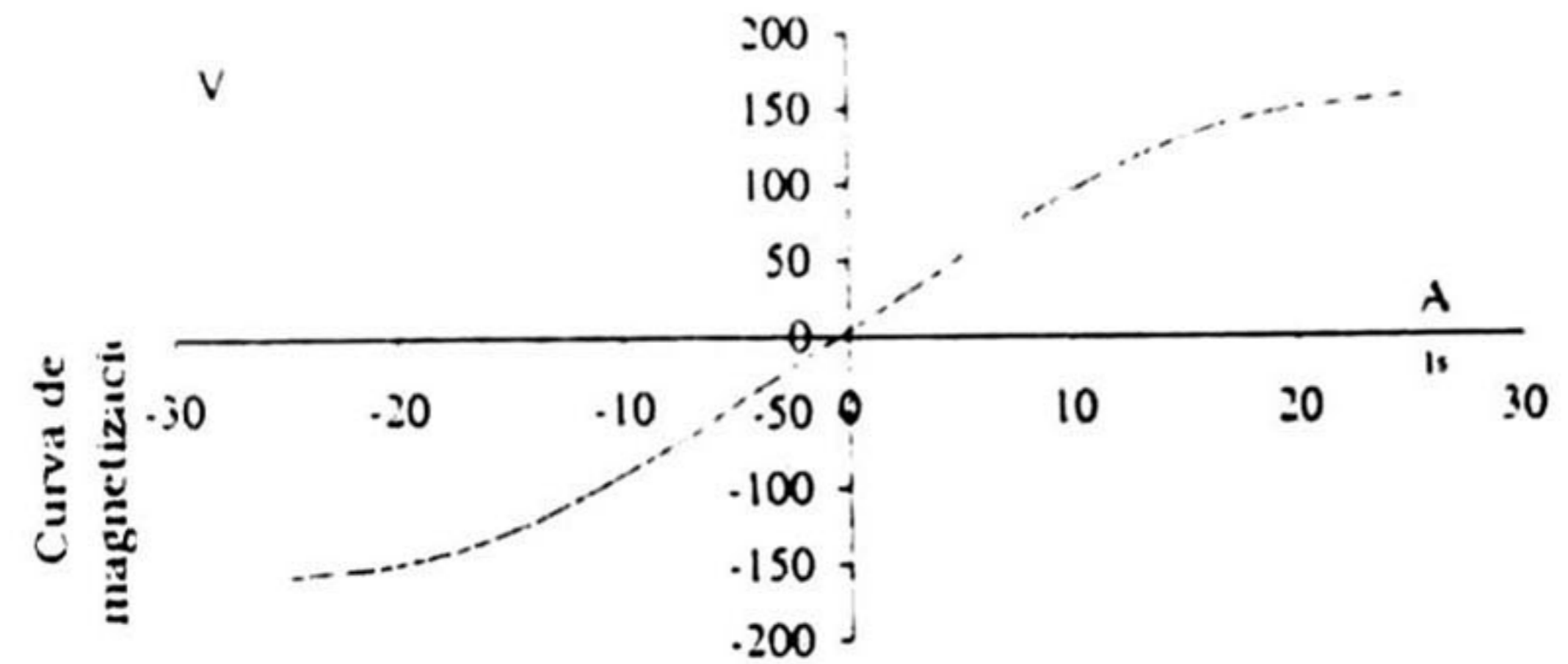


Fig. 4 Curva de magnetización

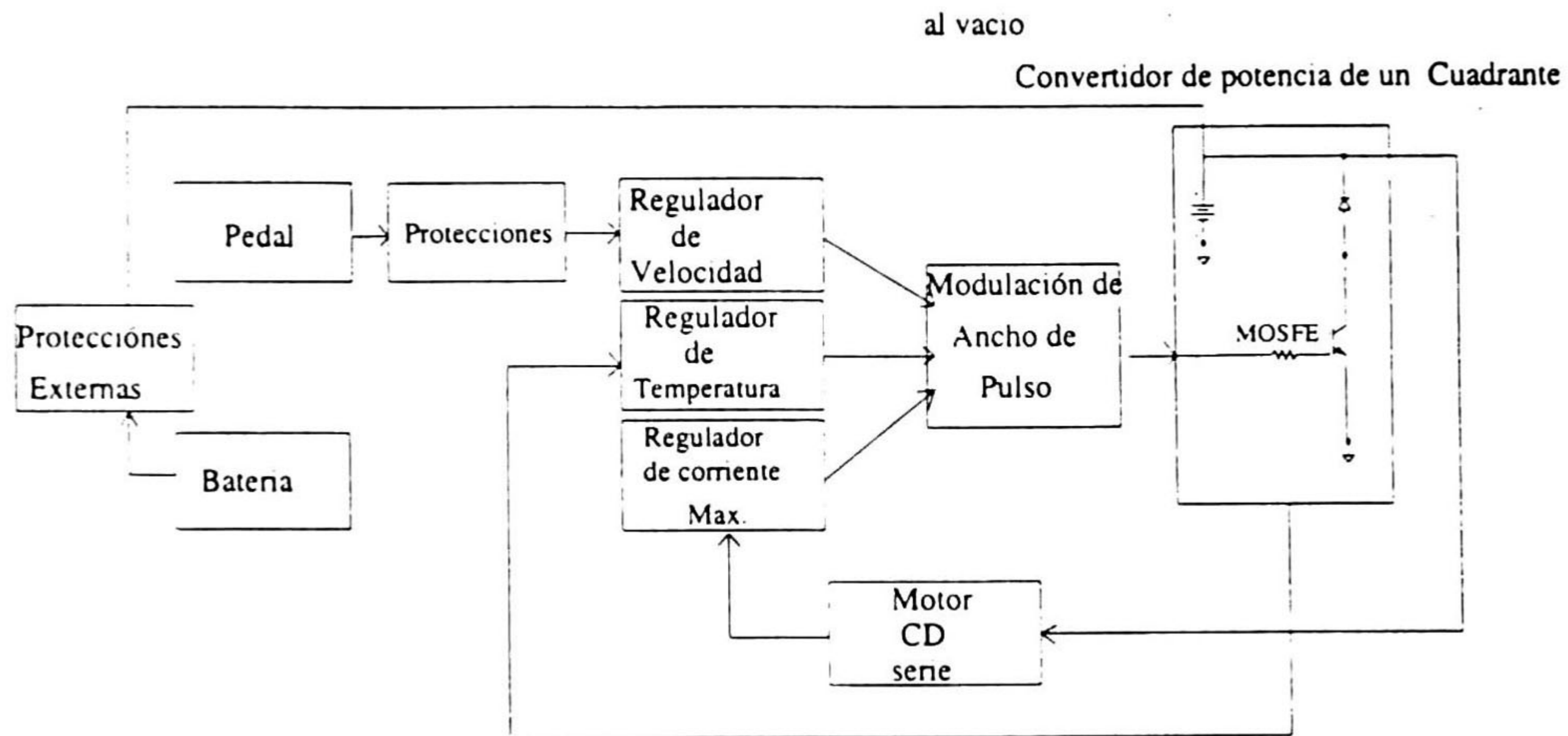


Fig. 5 Control de velocidad convencional de motores serie de CD

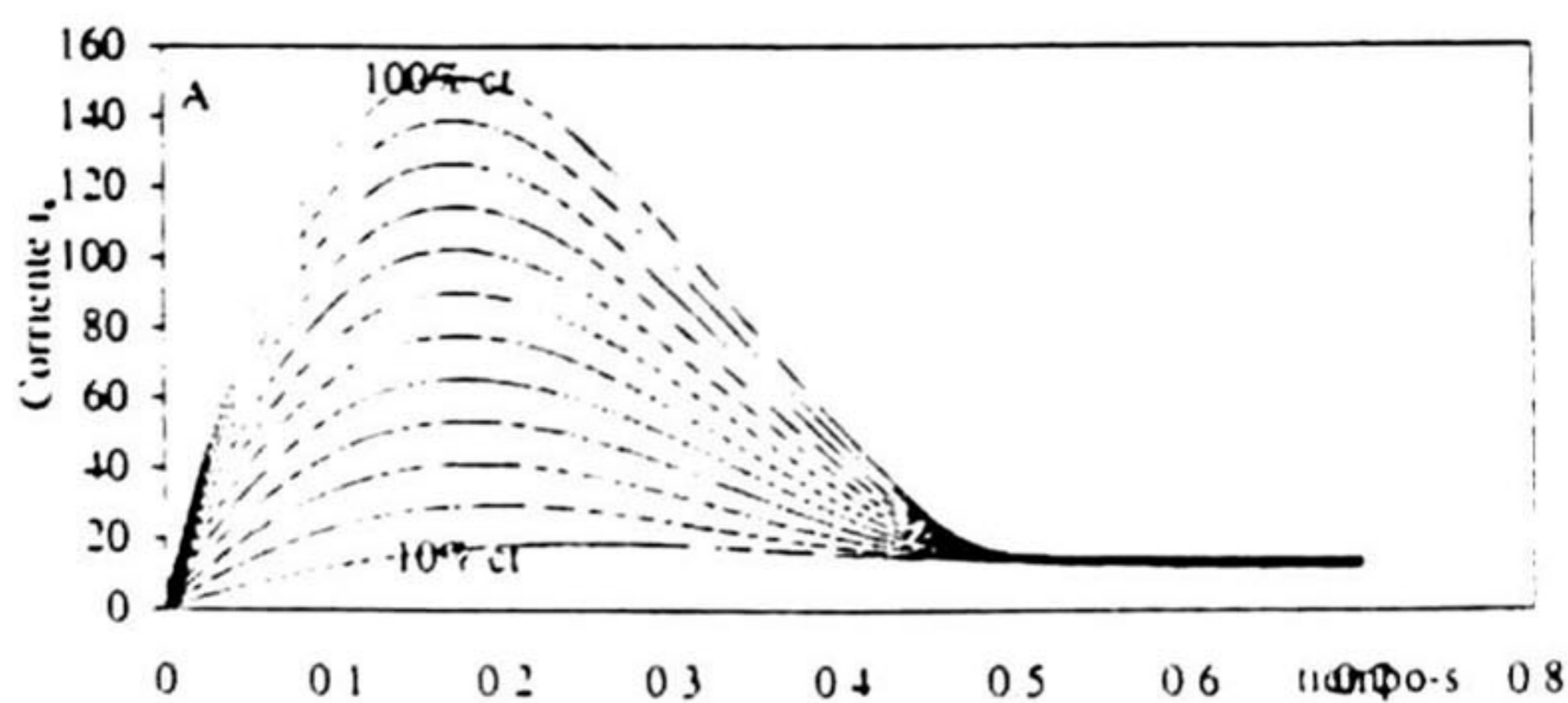


Fig. 6 Curvas de Corriente - tiempo

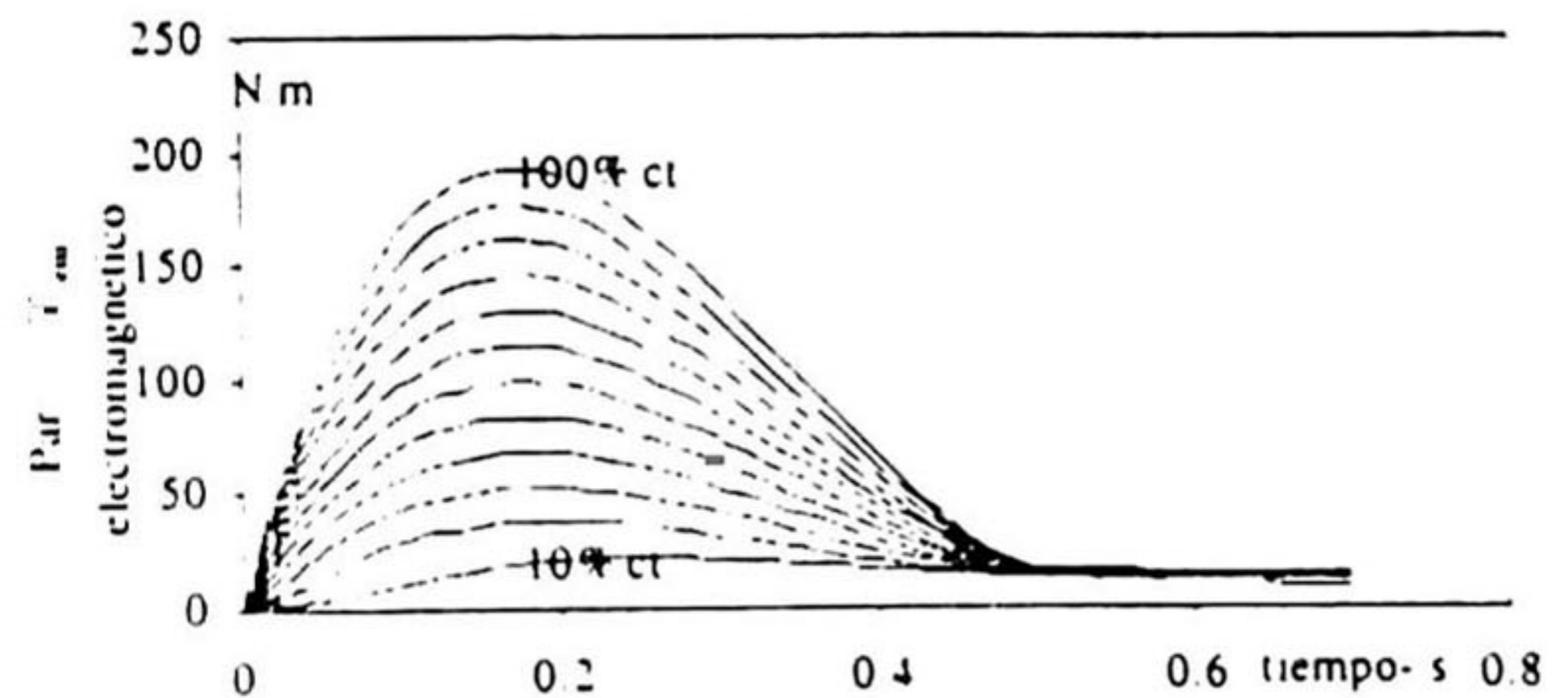


Fig. 7 Curvas de Par - tiempo

Protecciones externas. Principalmente son tres las protecciones en este bloque: llave de encendido, relevador principal de potencia y fusible de sobrecorriente.

Protecciones internas. Son las más numerosas; pudiendo mencionarse: protección para el pedal acelerador, protección contra arranque a plena velocidad, protección de sobre/baja temperatura, protección de sobrecorriente y protección de bajo voltaje.

Regulador de velocidad. La función básica de este bloque electrónico es la de cambiar suavemente el PWM que se entrega al motor, evitando así esfuerzos bruscos al momento de acelerar o desacelerar y en algunos casos es posible calibrar la pendiente de aceleración.

Regulador de temperatura. Este bloque es el encargado de retroalimentar la temperatura en el disipador en el que se encuentra montados todos los semiconductores de potencia. De ese modo, se reduce la corriente de carga al momento de encontrarse por arriba o por debajo de su rango de tolerancia.

Regulador de máxima corriente. Cuando se detecta que la corriente máxima ha sido excedida, el control electrónico reduce la corriente de operación por algunos microsegundos. Si la sobrecorriente persiste, éste procede a desactivar el motor.

Modulación por ancho de pulso PWM. Este circuito es el encargado de producir un conjunto de pulsos que varían su ciclo de trabajo de 0 a 100% y en algunos casos se observa una modulación en frecuencia (1.4KHz – 14KHz). Estos pulsos son alimentados al convertidor de potencia y son los responsables directos del apagado y encendido de cada uno de los MOSFETs de potencia.

Motor de CD. Son motores diseñados especialmente para soportar corrientes del orden de 100 a 600 A y voltajes de 12 a 72 V. Aquí se considera solamente el caso en que sus embobinados de armadura y campo están conectados en serie.

Convertidor de potencia. La configuración más común es la de un cuadrante, como la que se muestra en la fig. 5. Los dispositivos de salida de potencia por lo general son MOSFETs en paralelo, para lograr alto amperaje. Asimismo, los diodos de giro libre y los diodos de frenado también suelen constar de varios dispositivos en paralelo.

Fuente de control. Ya que la etapa electrónica de control requiere voltajes entre +12 y -12 Volts, es necesario colocar un convertidor reductor de voltaje que regule y mantenga dicha alimentación.

Baterías. El motor requiere continuamente de una fuente de voltaje que entregue una corriente elevada; por lo tanto, es necesario colocarse un banco de baterías recargables.

5. Desventajas del control convencional

Como ya se ha mencionado, en los controles convencionales el convertidor de potencia es de un cuadrante y está basado en dispositivos MOSFET en paralelo, al igual que sus diodos de giro libre y de frenado. Para el cambio de giro del motor, es necesario colocar un relevador especial que intercambie las terminales del campo. Este relevador debe estar encapsulado y se le añade un dieléctrico especial usualmente gaseoso.

También es conveniente encapsular todo el control al vacío o en un gas con una alta constante dieléctrica para así evitar arcos eléctricos que lo dañen. De todo esto se pueden enumerar las siguientes desventajas de los controles convencionales:

-El convertidor de potencia de un cuadrante no permite cambio en el flujo de corriente, inherentemente no se podrá hacer un cambio en el giro del motor.

-Se colocan en paralelo varios MOSFETs y diodos lo cual hace voluminoso el diseño.

-Es necesario colocar el control en un dieléctrico o al vacío con el motivo de evitar arcos eléctricos.

-Para hacer el cambio de giro del motor, es necesario un relevador de propósito específico que intercambie las terminales del embobinado de campo o armadura.

6. Propuestas de mejoras

Primeramente, se recomienda que se coloque un puente H, como el mostrado en la fig. 2(b) el cual incorpora la ventaja de cambiar el sentido del motor sin necesidad de tener que cambiar las terminales de armadura o campo; eliminando así la necesidad del relevador de propósito específico.

Como segunda mejora se propone el cambio a tecnología IGBT, la cual elimina el problema de colocar en paralelo varios dispositivos. Actualmente se pueden encontrar dispositivos IGBT, que conducen mayores corrientes y soportan mayores voltajes que los MOSFETs, lo cual elimina el problema de colocar en paralelo varios dispositivos. Se reduce así el número de componentes, las dimensiones del sistema y se evita la necesidad de encapsular el control.

7. Simulaciones

En las figuras de la 6 a la 13 se proporcionan gráficas que muestran de una forma ilustrativa la operación de un convertidor en H cuando se alimenta en la compuerta del IGBT T3 un pulso a 15KHz (Fig.3) con un ciclo de trabajo variable y un voltaje constante en el IGBT T2. La fig. 6 muestra la importancia de iniciar la operación de un motor con un ciclo de trabajo pequeño, es decir, reducir lo más posible los transitorios de corriente ya que si no se hace de esta forma, el convertidor y el motor pueden sufrir daños.

La fig. 7 muestra la forma en que el par electromagnético se comporta al variar el ciclo de trabajo, similar al comportamiento de la corriente. La fig. 8 muestra la forma en que se controla la velocidad del motor al momento de

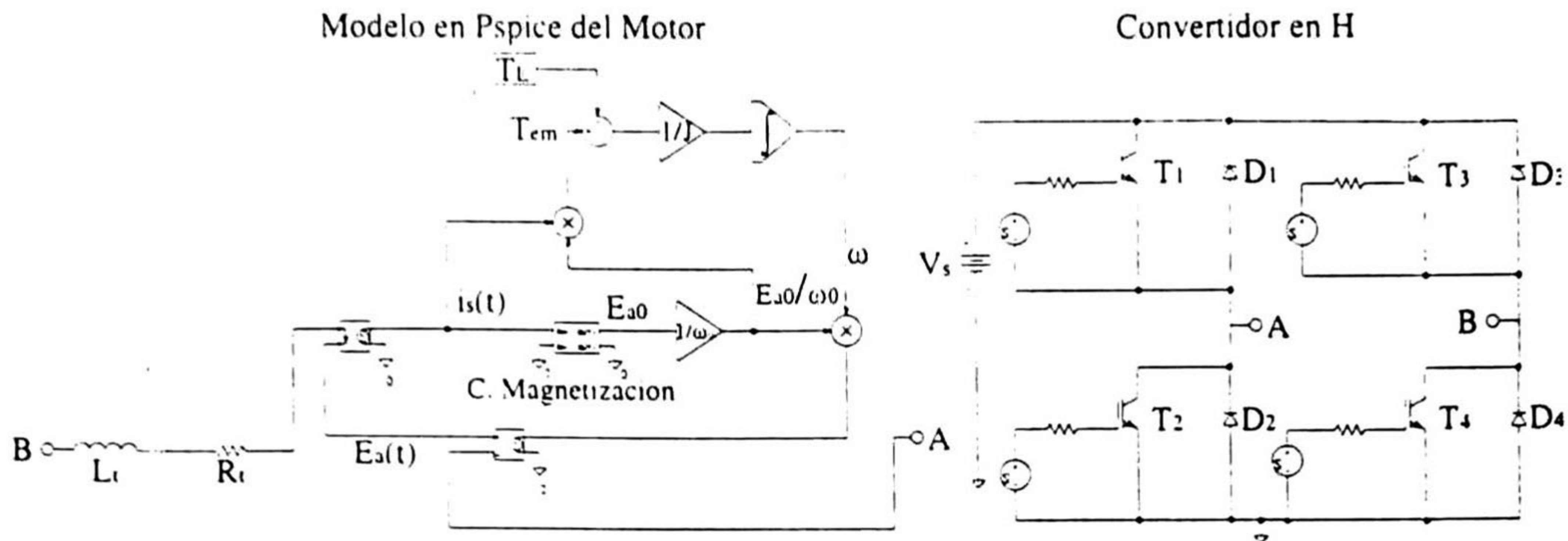


Fig. 2 (a) Modelado del motor en Pspice (b) convertidor en H

fig. 2(a) y se representa con dispositivos eléctricos y con elementos analógicos de propósito específico. La ecuación (1) es la ecuación del equilibrio eléctrico y en la fig. 2(a) se representa por los dispositivos eléctricos: L_t, R_t y E_a . La ecuación (3) es la ecuación de equilibrio mecánico y se representa en su totalidad por elementos analógicos. La relación entre las ecuaciones (2) y (4), es decir, entre el flujo (ϕ) y la corriente (i_s) es no lineal debido a la saturación magnética. Este problema se resuelve cuando se coloca un elemento analógico no lineal que, para toda corriente $i_s(t)$, corresponde a una fuerza contraelectromotriz $E_a(t)$ (Curva de magnetización). Dado que el par electromagnético T_{em} y el bloque analógico de la curva de magnetización son funciones de la corriente $i_s(t)$, se colocó una fuente de voltaje controlada por corriente, que proporciona dicho valor. Como salida de los elementos analógicos, se tiene a la fuerza contraelectromotriz $E_a(t)$ que se retroalimenta al circuito eléctrico a través de una fuente de voltaje controlada por voltaje de ganancia unitaria. Cabe aclarar que todos los cálculos en los bloques analógicos son hechos con voltajes y se debe tener cuidado en respetar las unidades al momento de recuperar los datos.

En la fig. 2(b) se muestra un convertidor en H, con dispositivos IGBT; cada uno con un diodo en antiparalelo. Dicho convertidor es usado para controlar el motor serie de CD.

Como se puede apreciar en la fig. 2(a), se tienen las 2 terminales del motor (A y B) listas para conectarlas al puente H que se muestra en la fig. 2(b). Con ambos modelos interconectados, se pueden apreciar los

comportamientos, tanto transitorio como en estado estable de cualquier parte del sistema. En las figuras de la 6 a la 12 se muestra un conjunto de simulaciones de este tipo.

4. Descripción de un control de velocidad convencional

Los controles de velocidad para motores CD en serie están diseñados para trabajar a voltajes dentro del rango de 12 a 72 V y para manejar corrientes que fluctúan entre 100 y 650 A. Estos son alimentados con arreglos de baterías.

La retroalimentación no se considera necesaria puesto que no se requiere mucha precisión en la velocidad de salida. Solo se retroalimenta, la temperatura y la corriente.

La variación de velocidad se lleva a cabo a través de un pulsador de voltaje PWM que varía su ciclo de trabajo desde 0 hasta el 100% al presionar un pedal acelerador. Se puede observar en la fig. 5 un control de velocidad convencional, donde se encuentran agrupados los siguientes bloques que a continuación se describen:

- Protecciones externas
- Protecciones internas
- Regulador de velocidad
- Regulador de temperatura
- Regulador de máxima corriente
- Modulación por ancho de pulso PWM
- Motor de CD
- Convertidor de potencia
- Fuente de control
- Baterías

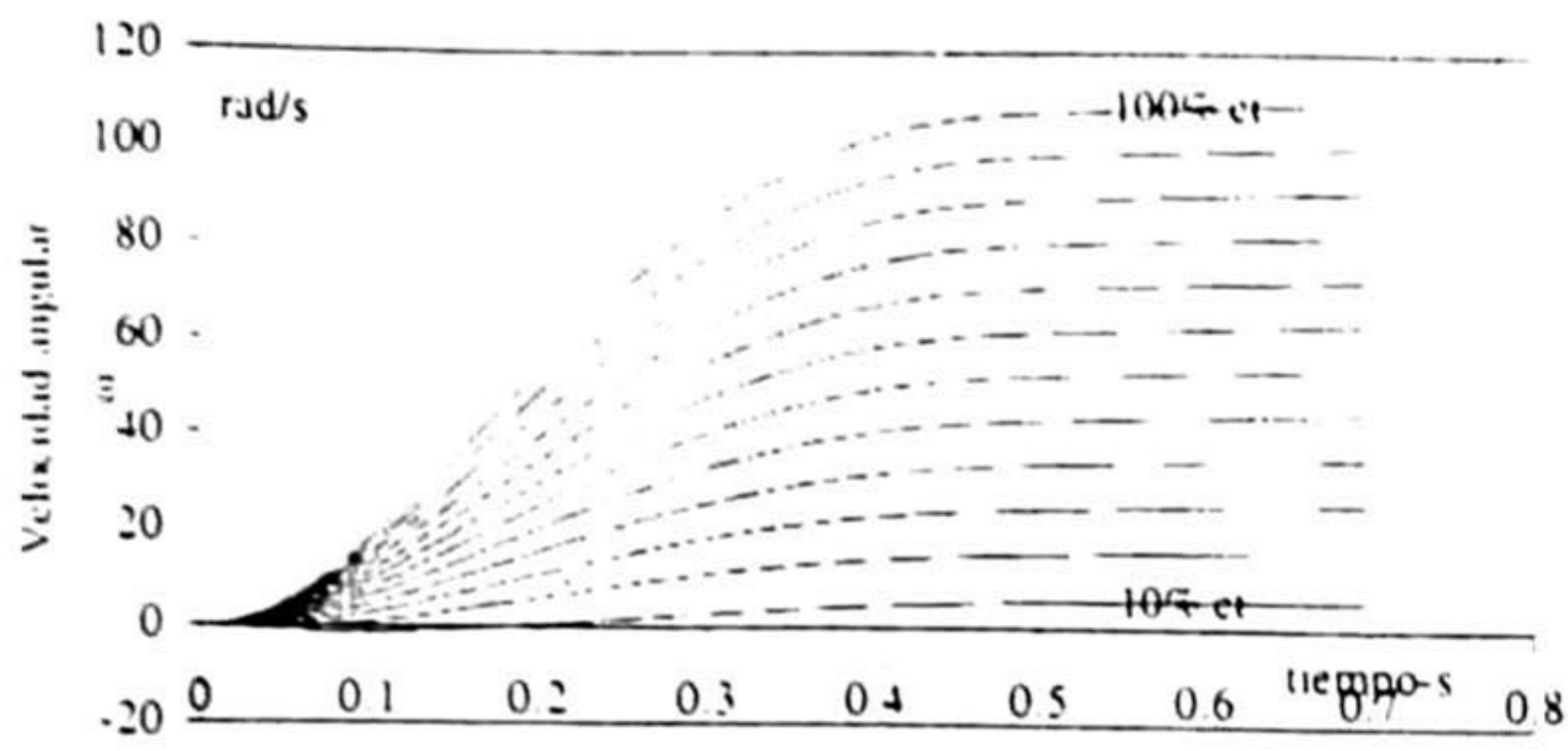


Fig. 8 Curvas de Velocidad - tiempo

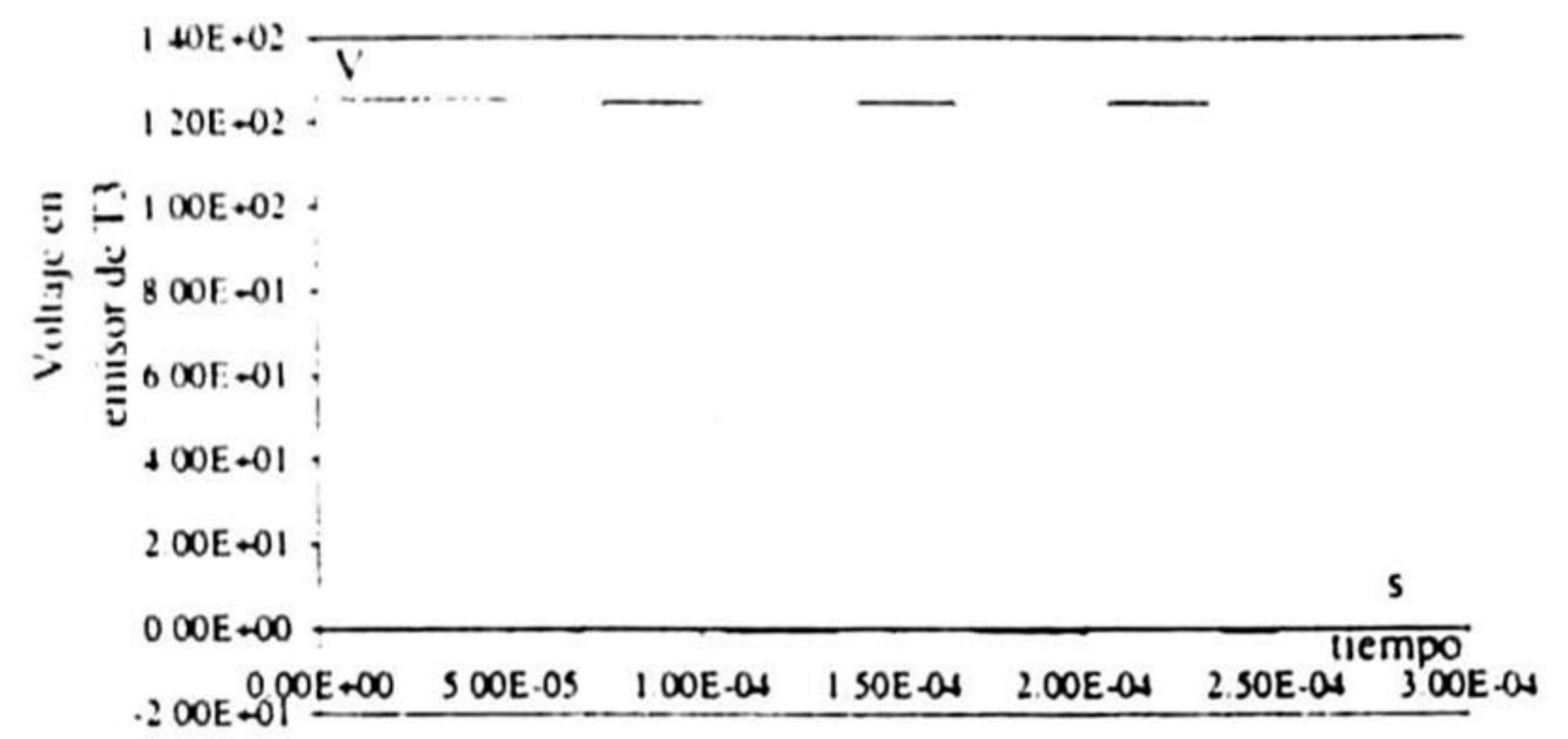


Fig. 12 Voltaje - Tiempo en emisor de IGBT 3

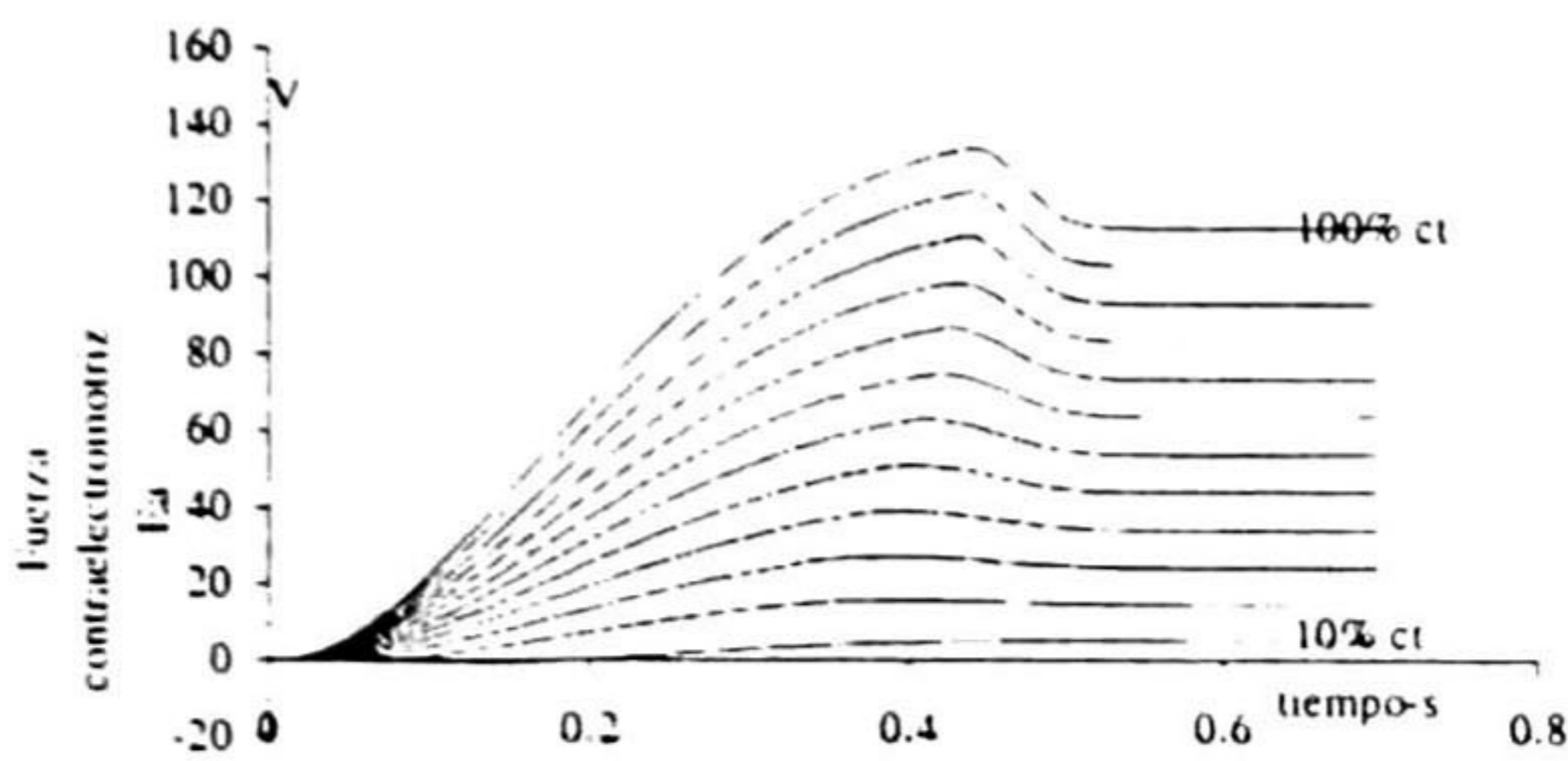


Fig. 9 Fuerza contraelectromotriz - tiempo

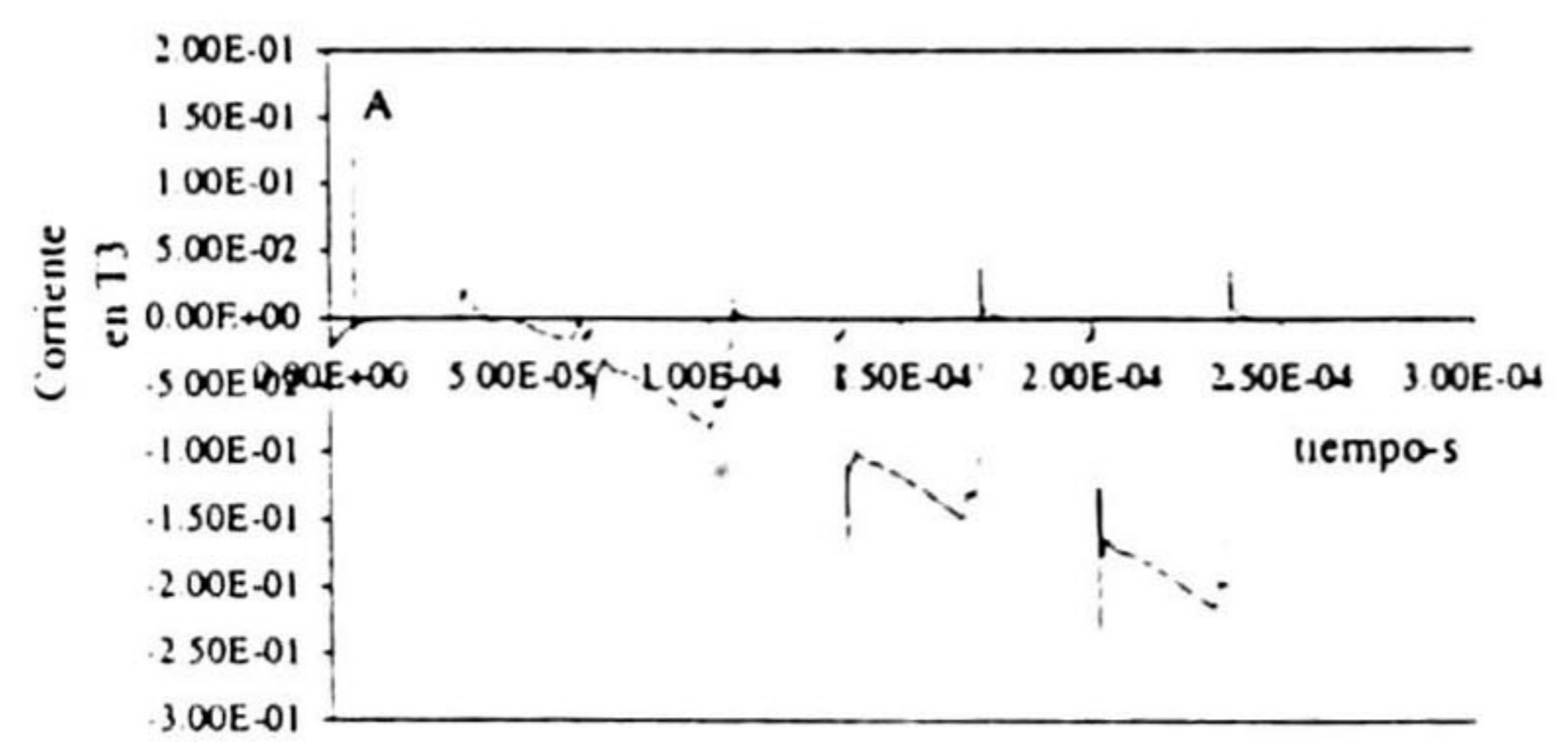


Fig. 13 Corriente en IGBT T3

8. Conclusiones

En este artículo se ha presentado el modelado de un motor serie de CD junto con su control de velocidad en ambiente PSPICE. Se han conjuntado las partes mecánica, electrónica de control y electrónica de potencia en un solo modelo. El modelo obtenido ha permitido comprender mejor el funcionamiento del sistema control-motor, así como observar los efectos de cambios en el diseño básico. Se ha analizado un convertidor convencional y se han propuesto mejoras a éste. Actualmente los autores de este artículo se encuentran desarrollando un prototipo físico de un controlador más eficiente que los convencionales.

9. Agradecimientos

Los autores expresan su agradecimiento por la valiosa ayuda al Dr. Alexander Georgievich Loukianov, al Dr. Juan Manuel Ramirez Arredondo y al M.C. Martín J. Martínez Silva.

Apéndice

características del motor empleado para las simulaciones:

$$V_s = 125 \text{ V (nominal)}$$

$$I_s = 13.2 \text{ A (nominal)}$$

$$R_t = 0.44 \text{ } \Omega$$

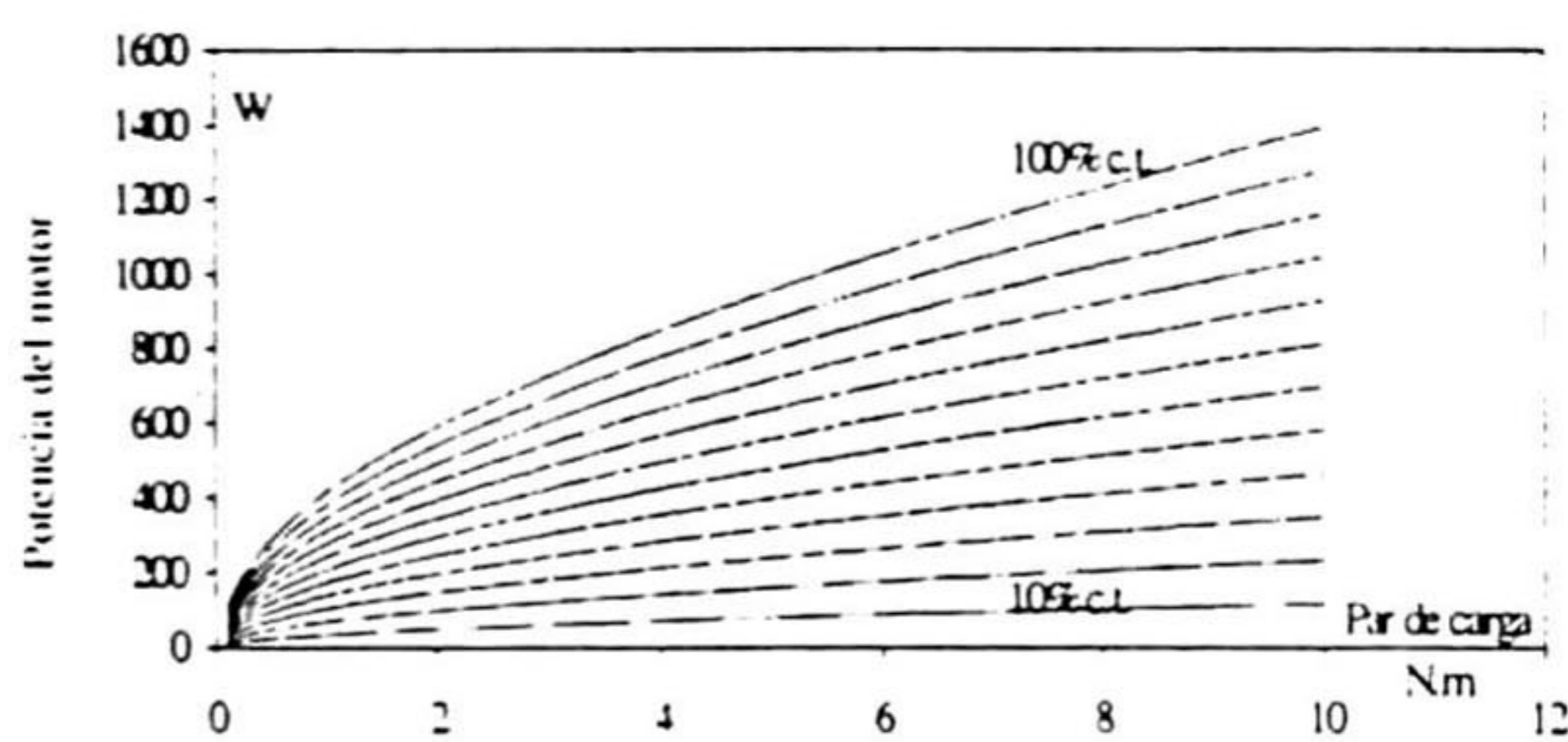


Fig. 10 Potencia de motor - Par Carga

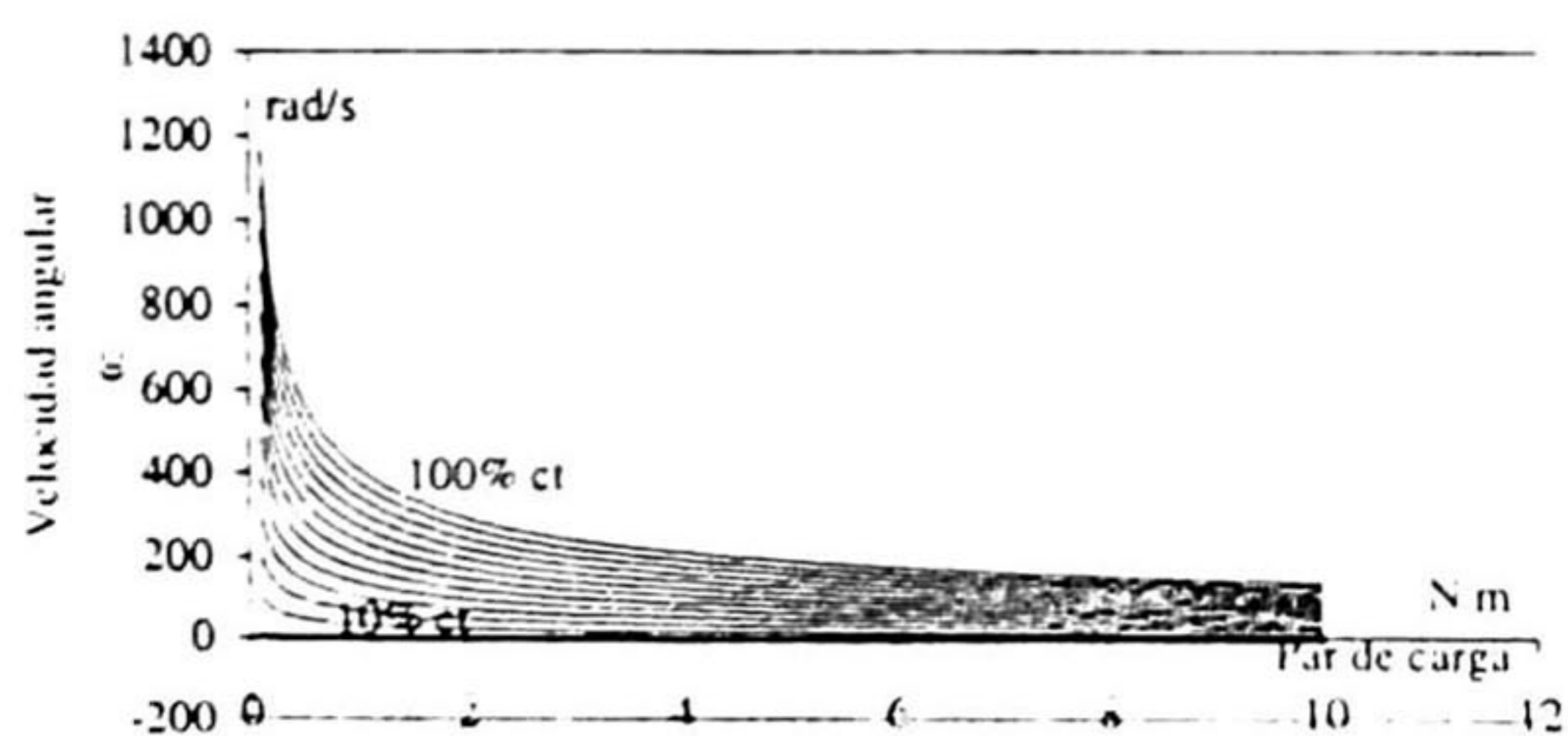


Fig. 11 Curvas de Velocidad - Par Carga

$L_t = 0.062 \ \Omega$
 $J = 0.5 \ \text{Kg.m}^2$
 $B = 0 \ \text{N.m.s/rad}$ (despreciada)
 $N = 1425 \ \text{rev/s}$
 $\omega_0 = 1200 \cdot 2 \cdot \pi / 60 \ \text{rad/s}$
 $T_n = \text{IRGPCC50F}$
 $D_n = \text{BYT30P} - 400$

La curva de magnetización se muestra en la fig. 4.

Bibliografía

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics Converters, Applications, and Design" 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
- [2] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Circuits, Devices, and Applications", 2nd ed., Prentice hall, New Jersey, 1993.
- [3] John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, George C. Verghese, "Principles of power electronics" 2nd ed., Addison-Wesley, New York, 1992.
- [4] Roy W. Goody, "MicroSim Pspice for windows", 2nd ed., Prentice Hall, New Jersey, 1998.
- [5] William H. Hayt, Jr., "Teoría Electromagnética", 2nd ed., Mc Graw-Hill, México, 1991.
- [6] Chee-Mun Ong, "Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink", Prentice Hall, New Jersey, 1998.
- [7] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery", IEEE Press, New York, 1995.
- [8] Leander W. Matsch, "Maquinas Electromecánicas y Electromagnéticas" 1st ed., RSI, México, 1974.
- [9] Paresh C. Sen, Murray L. MacDonald, "Thyristorized DC drives with regenerative braking and speed reversal", IEEE Trans. on industrial electronics and control instrumentation, Vol. IECI-25, No. 4, pp. 347-354, Nov. 1978.
- [10] Thierry Castagnet, Jean Nicolai, "Digital control for brush DC Motor", IEEE Transactions on industry applications, Vol 30, No.4, pp. 883-888, July/August 1994.

Odilón Jesús Argueta Trujillo

Nació en Acámbaro, Gto en 1973. Obtuvo su título de licenciatura en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Morelia en 1998. Actualmente es estudiante del programa de Maestría en Ciencias en el Cinvestav, Unidad Guadalajara. Su área de interés es sobre la electrónica de potencia y diseño electrónico.

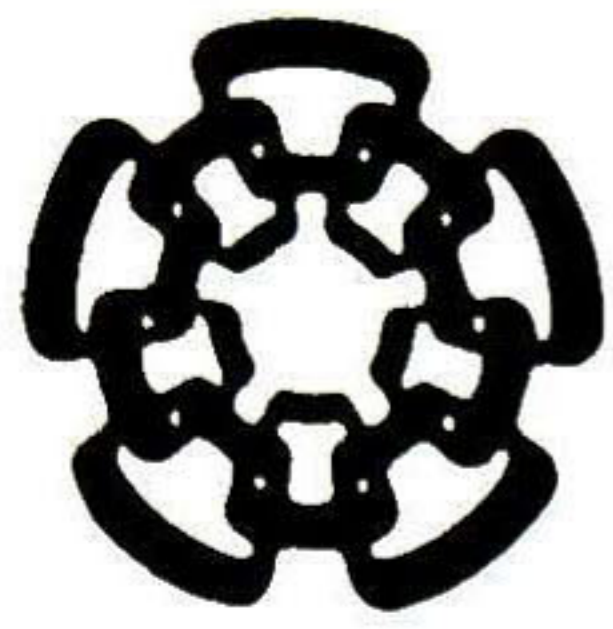
Juan Martín Santana Corte

Obtuvo su grado de Licenciatura en Física en la Universidad Nacional Autónoma de México en 1989, el grado de Maestría en Semiconductores en la Universidad de

Lancaster, Inglaterra en 1991 y el Doctorado en la misma universidad en 1997. De 1995 a 1997 trabajó en la Universidad de Lancaster como Asistente de Investigación en el Departamento de Electrónica y en 1998 se unió al Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN Unidad Guadalajara como profesor-investigador. Las áreas de interés del Dr. Santana son el diseño analógico, lenguajes de descripción de hardware analógico (HDL-A), detectores de radiación.


José Luis Naredo Villagran


Nació en la Cd. de Puebla, México en 1953. Obtuvo su título de licenciatura en Ingeniería Mecánica Eléctrica de la Universidad Anáhuac en la Cd. de México en 1984. Ha obtenido los grados de Maestro en Ciencias (MASC) y Doctor (PhD) en 1987 y 1992, respectivamente, ambos de University of British Columbia en Canadá. Las áreas de interés del Dr. Naredo son el análisis de campos electromagnéticos y en el estudio de transitorios electromagnéticos en sistemas de potencia.



**CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL IPN
UNIDAD GUADALAJARA**

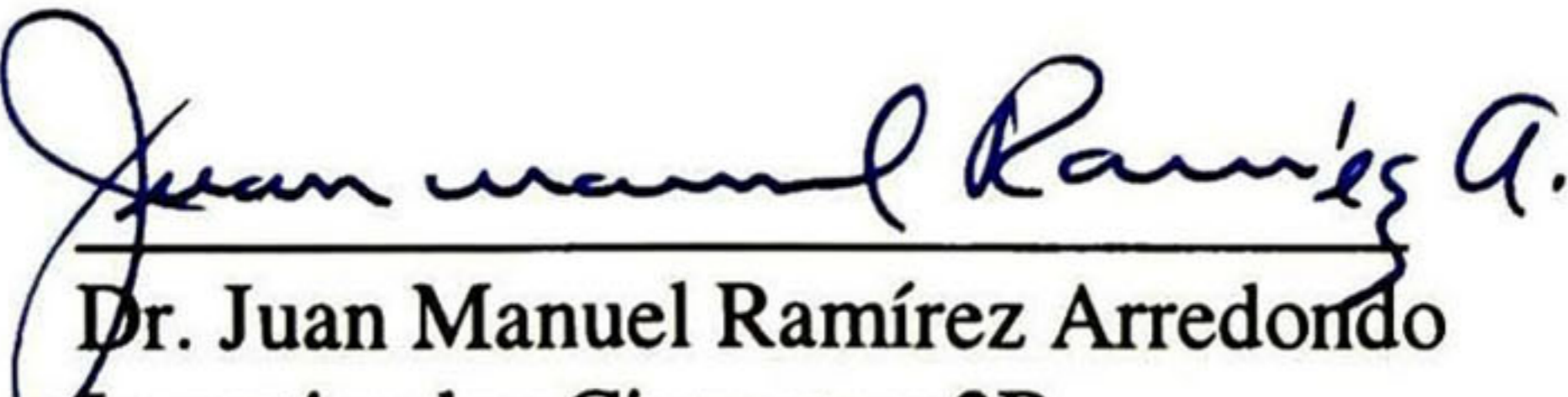
El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, aprobó la tesis: "Desarrollo e Implementación de un Control de Velocidad de Motores de CD en Serie Utilizando un Microcontrolador e IGBTs." que presenta el Ing. Odilón Jesús Argueta Trujillo el día 10 de diciembre de 1999.

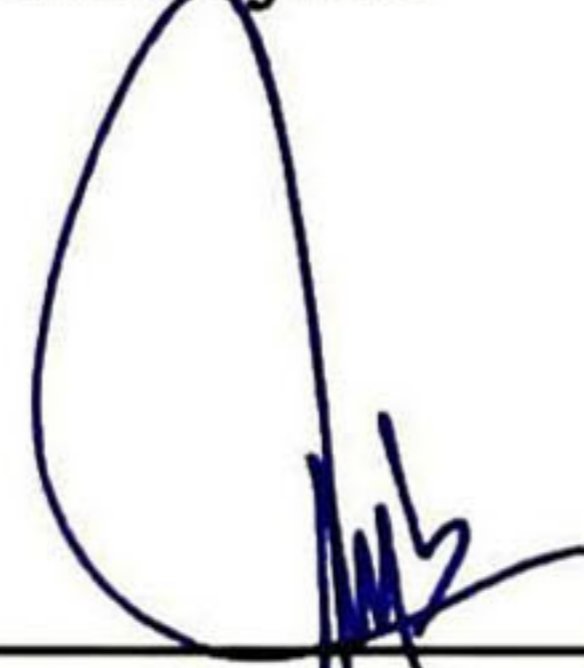

Dr. José Luis Leyva Montiel
Investigador Cinvestav 3B
CINVESTAV DEL IPN
Guadalajara


Dr. José Luis Naredo Villagrán
Investigador Cinvestav 3A
CINVESTAV DEL IPN
Guadalajara


Dr. Juan Martín Santana Corte
Investigador Cinvestav 3A
CINVESTAV DEL IPN
Guadalajara


Dr. Alexander Loukianov
Investigador Cinvestav 2C
CINVESTAV DEL IPN
Guadalajara


Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo
Investigador Cinvestav 2B
CINVESTAV DEL IPN
Guadalajara


Dr. Juan Manuel Hernández Cid
Encargado del área de Electrónica,
Depto. de Electrónica, Sistemas e Informática
Guadalajara



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000003833