

A.F. 132369

Escuela Superior Politécnica del Litoral

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

"Diseño y Construcción de un Convertidor DC/DC utilizando la técnica
PWM digital, aplicado al Control de Velocidad de un Motor DC "

TOPICO DE GRADUACION

Previa la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización : ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

Presentada por:

Douglas Antonio Plaza Guingla

Luis Martín Ordóñez Sigüencia

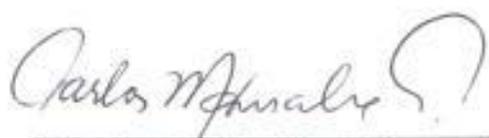
Oscar Hipólito Haro Benalcázar

Guayaquil Ecuador

AÑO

2003

TRIBUNAL DE GRADUACION



Ing. Carlos Monsalve
DECANO DE LA FIEC



Ing. Norman Chootong
DIRECTOR DE TOPICO



Ing. Washington Medina
MIEMBRO PRINCIPAL



Ing. Pedro Vargas
MIEMBRO PRINCIPAL

AGRADECIMIENTO

A Dios, por darnos la vida y la fortaleza necesaria para vencer todos los obstáculos presentados durante la elaboración de este proyecto. A todas las personas, que de alguna forma colaboraron con sus conocimientos; y aquellas que nos brindaron su apoyo moral.

Especialmente a nuestro Director de Tópico el Ing. Norman Chootong por permitir el desarrollo de este proyecto innovador, y al Ing. Leonel Pérez por complementar nuestros conocimientos, en modernas técnicas de programación.

DEDICATORIA

A nuestros padres,

Elena y Manuel;

Lucia y Luis;

María y José,

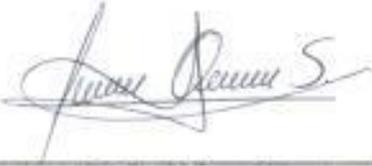
Por su apoyo incondicional...

DECLARACION EXPRESA

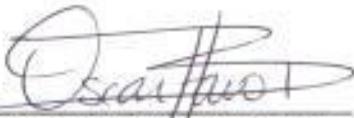
"La responsabilidad del contenido de este trabajo, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual del mismo a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".



Douglas Plaza Guingla



Martín Ordóñez Siguencia



Oscar Haro Benalcázar

RESUMEN

El equipo didáctico diseñado se fundamenta en el principio teórico de los convertidores DC / DC, conocidos también como troceadores.

Específicamente es un troceador que maneja los cuatro cuadrantes. La aplicación práctica está orientado hacia el control de velocidad de un motor de corriente continua.

Como en todos los controladores de velocidad de motores, nuestro proyecto consta de las etapas de control y potencia. El diseño del circuito de control está basado en un microcontrolador perteneciente a la empresa Microchip, los mismos que han tenido bastante acogida en el diseño electrónico porque disponen de una gran cantidad de recursos a un costo relativamente bajo.

La etapa de potencia emplea como elementos principales a los transistores de efecto de campo (MOSFET) porque combina características de velocidad, frecuencia y menor consumo de potencia.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VII
ABREVIATURAS.....	XII
SIMBOLOGÍA.....	XVI
INDICE DE FIGURAS.....	XVII
INDICE DE TABLAS.....	XXII
INTRODUCCIÓN.....	23
I. GENERALIDADES.....	25
1.1. Transistor Mosfet de Potencia.....	26
1.1.1. Consideraciones.....	26
1.2 . Tecnología de Fabricación.....	27
1.2.1. Mosfet en Convertidores DC/DC.....	27
1.2.2. Estructura Metal-Oxido-Semiconductor (MOS).....	28
1.2.3. El Transistor Mosfet , Principios Básicos.....	31
1.2.4. Transistor Mosfet Decremental canal n.....	32
1.2.5. Transistor Mosfet Decremental canal p.....	33
1.2.6. Transistor Mosfet Incremental canal n.....	34

1.2.7. Transistor Mosfet Incremental canal p.....	36
1.2.8. Características Estáticas.....	37
1.2.9. Limitaciones Estáticas.....	42
1.2.10. Características Dinámicas.....	43
1.2.11. Efecto de las capacitancias parásitas.....	44
1.3. Troceadores: Principios Básicos.....	47
1.3.1. Troceador Clase A.....	49
1.3.2. Troceador Clase B.....	65
1.3.3. Troceador Clase C.....	70
1.3.4. Troceador Clase D.....	75
1.3.5. Troceador Clase E.....	86
II. EL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA	88
2.1. Generalidades	88
2.2. Constitución de las Maquinas de CC.....	89
2.2.1. Polos y Carcasa.....	90
2.2.2. Rotor e Inducido.....	91
2.2.3. Colector y Escobillas.....	91
2.3. Clases de Motores de CC.....	92
2.4. Circuito Equivalente de un Motor de CC.....	93
2.5. Motor de CC. con Excitación Independiente y en Derivación.....	94
2.5.1. Característica terminal de un Motor de CC.....	96

2.6.	Control de Velocidad en los Motores de CC.....	100
2.6.1.	Cambio en resistencia de campo.....	100
2.6.2.	Cambio en voltaje del inducido.....	104
2.7.	Arranque de Motores de CC.....	109
2.7.1.	Problemas en el Arranque del Motor de CC.....	110
III.	DISEÑO DEL MODULO DE POTENCIA.....	113
3.1.	Descripción General de la Etapa de Potencia.....	113
3.2.	Bloque de alimentación y elementos de conmutación.....	115
3.2.1.	Sistema de Alimentación y selección de la Batería.....	115
3.2.2.	Selección de los dispositivos de conmutación.....	118
3.2.3.	Interfase de monitoreo y protecciones del equipo.....	133
3.2.4.	Bloque de carga.....	139
IV.	DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL.....	141
4.1.	Hardware de la Unidad de Control.....	141
4.1.1.	Introducción.....	141
4.2.	Bloque Microcontrolador PIC 16F871.....	142
4.2.1.	Puertos de Entrada / Salida.....	144
4.3.	Generador de P.W.M.....	152
4.3.1.	Modulo "PWM", Funcionamiento.....	152
4.3.1.1.	Formato de la Onda de PWM.....	153

4.3.1.2. Cálculos relativos al generador de PWM.....	155
4.4. Conversor A/D. Introducción.....	156
4.4.1. Especificaciones del Conversor.....	157
4.4.2. Registros de Control para el módulo ADC.....	158
4.4.2.1. " Registro de Control A/D" (ADCON0)	
dirección: 1Fh , banco 0.....	158
4.4.2.2. "Registro de Control A/D " (ADCON1)	
dirección: 9Fh , banco 1.....	159
4.4.3. Registros para almacenar el resultado.....	161
4.4.4. Operación del conversor.....	161
4.4.4.1. Tiempo de adquisición.....	161
4.4.5 Registros de Control del Conversor en el diseño.....	163
4.5 Temporizadores utilizados en el diseño.....	164
4.5.1 Funcionamiento de los temporizadores	
integrados al PIC16F871.....	165
4.5.2 Resumen de los valores cargados en los	
registros de control de los temporizadores	
utilizados en el diseño de la Unidad de Control.....	180
4.6 Bloque de Entrada / Salida de Datos.....	181
4.7 Bloque de Interfaz con el Circuito de Fuerza.....	184
4.8 Funcionamiento del Programa de Aplicación.....	184
4.8.1 Ajuste del Ciclo Útil (C.U).....	184

4.8.2	Segmento de Atención a interrupción.....	187
4.8.3	Chequeo de Batería Baja y Sobrecarga.....	193
4.8.4	Conversión analógico-digital.....	194
4.8.5	Atención al teclado.....	194
4.8.6	Actualización el Spot de Giro.....	195
4.8.7	Salida de interrupción.....	195
4.10	Diagrama de Flujo del Software de Control.....	196
V.	PRUEBAS Y RESULTADOS.....	204
5.1	Pruebas de las etapas.....	204
5.1.1	Pruebas en las señales del Microcontrolador.....	205
5.1.2	Pruebas en la Carga.....	208
VI.	CONCLUSIONES.....	219
6.1.	Conclusiones y recomendaciones.....	219

ANEXOS.

BIBLIOGRAFÍA.

ABREVIATURAS

A:	Anodo.
BJT:	Transistor de juntura bipolar.
C_{ds} :	Capacitancia drenador surtidor.
C_{gd} :	Capacitancia compuerta drenador.
C_{gs} :	Capacitancia compuerta surtidor.
E_a :	Fuerza contraelectromotriz.
e_l :	Voltaje en inductancia de armadura.
F_{osc} :	Frecuencia de oscilación.
F_{pwm} :	Frecuencia de PWM.
i_a :	Corriente en armadura.
i_{a1} :	Valor máximo de corriente en la carga.
i_{a2} :	Valor mínimo de corriente en la carga.
I_D :	Corriente de drenador.
I_{DS} :	Corriente drenador - surtidor
I_G :	Corriente de compuerta.
I_R :	Valor RMS de corriente de armadura.
I_{r1} :	Componente fundamental de la corriente de armadura.
i_s :	Corriente de la fuente.

I_s :	Corriente RMS de la fuente.
JFET	Transistor de unión de efecto de campo.
K:	Constante del motor.
K_n :	Parámetro de transconductancia.
L_a :	Inductancia de armadura.
L_F :	Inductancia de campo.
Mosfet:	Transistor de efecto de campo metal oxido semiconductor.
P_a :	Potencia de armadura.
PIC:	Circuito integrado programable.
P_{on} :	Potencia de transistor ON.
PWM:	Modulación por ancho de pulso.
R_a :	Resistencia de armadura.
R_G :	Resistencia de compuerta.
R_{DS} :	Resistencia drenador – surtidor.
R_F :	Resistencia de campo.
R_G :	Resistencia de compuerta.
R_{BSOA} :	Área inversa de operación segura.
R_m :	Resistencia de monitoreo para el circuito contra sobrecorriente.
SOA:	Área de operación segura.
SS:	Sustrato.
T:	Periodo.
T^a :	Temperatura de conducción.

t_{on} :	Tiempo de encendido.
T_{osc} :	Periodo de oscilación.
T_p :	Periodo de Troceo.
t_s :	Tiempo de almacenamiento.
$t_{d(ON)}$:	Tiempo de retardo de encendido.
t_d :	Tiempo de retardo
t_f :	Tiempo de caída.
t_{fv} :	Tiempo de caída de voltaje.
t_{OFF} :	Tiempo de apagado (t_s+t_f).
t_r :	Tiempo de subida.
t_{rv} :	Tiempo de subida de voltaje.
t_s :	Tiempo de almacenamiento.
τ	Constante de tiempo.
T_{carga} :	Torque de carga.
T_{ind} :	Torque inducido.
V_a :	Voltaje de armadura.
V_{BD} :	Voltaje sustrato drenador.
$V_{(BR)DSS}$:	Voltaje drenador – fuente de ruptura.
V_{DS} :	Voltaje drenador – surtidor.
V_{GB} :	Voltaje compuerta – sustrato.
V_{GS} :	Voltaje compuerta – surtidor.
V_{DI} :	Voltaje en los diodos de paso libre (diodos de conmutación).

V_o :	Voltaje de carga.
$V_{o\text{ DC}}$:	Voltaje promedio DC en la carga.
$V_{o\text{ RMS}}$:	Voltaje en la carga eficaz.
V_r :	Voltaje en resistencia de armadura.
V_t :	Voltaje del motor.
V_T :	Voltaje de umbral.
ω :	Velocidad angular.
ϕ :	Flujo magnetico.

SIMBOLOGÍA

C:	Capacitor
D:	Diodo
F:	Frecuencia
I:	Corriente
L:	Inductor
P:	Potencia
Q:	Transistor
R:	Resistencia
T:	Periodo
t:	Tiempo
V:	Voltaje
W:	Energía
AC:	Corriente alterna
CC:	Corriente Continua
DC:	Corriente Directa

INDICE DE FIGURAS

FIGURA	TITULO	Página
1-01:	Estructura MOS.....	29
1-02:	Tipos de Mosfet de Potencia.....	31
1-03:	Mosfet de tipo Decremental de canal n.....	33
1-04:	Mosfet de tipo Decremental de canal p.....	34
1-05:	Mosfet de tipo INCREMENTAL de canal n.....	36
1-06:	Mosfet de tipo INCREMENTAL de canal p.....	37
1-07:	Transistor MOS de tipo INCREMENTAL canal n.....	38
1-08:	Área del canal de un transistor MOS de canal n.....	41
1-09:	Componentes parásitas en un Mosfet INCREMENTAL canal n.....	44
1-10:	Efecto de la conmutación de otros dispositivos sobre la Tensión de puerta con distintos valores de RG.....	46
1-11:	Voltaje en la carga usando un troceador.....	47
1-12:	Circuito de potencia básico de un Troceador A.....	49
1-13:	Cuadrante de operación de un Troceador A.....	50
1-14:	Formas de onda de un Troceador A.....	51
1-15:	Circuito de potencia básico de un Troceador B.....	65
1-16:	Cuadrante de operación de un Troceador B.....	66
1-17:	Formas de onda de un Troceador B.....	67

1-18:	Circuito de potencia básico de un Troceador C.....	70
1-19:	Cuadrante de operación de un Troceador C.....	71
1-20:	Formas de onda de un Troceador C.....	73
1-21:	Circuito de potencia básico de un Troceador D.....	75
1-22:	Cuadrante de operación de un Troceador D.....	76
1-23:	Formas de onda de un Troceador D.....	77
1-24:	Circuito de potencia básico de un Troceador E.....	86
1-25:	Cuadrante de operación de un Troceador E.....	87
2-01:	Tipos de motores de Corriente Continua.....	92
2-02.a:	Circuito equivalente de un motor de CC.....	93
2-02.b:	Circuito equivalente de simplificado de un motor de CC.....	93
2-03:	Circuito equivalente de un motor de CC. con excitación externa.....	95
2-04:	Circuito equivalente de un motor de CC en derivación.....	95
2-05:	Característica momento de torsión-velocidad de un motor de CC con excitación externa con embobinados de compensación para eliminar la reacción de inducido.....	99
2-06:	Característica momento de torsión-velocidad de un motor que presenta reacción de inducido.....	100
2-07.a:	Efecto de control de velocidad por resistencia de campo sobre la característica momento-velocidad de un motor de CC sobre el rango de operación normal.....	103

2-07.b:	Efecto de control de velocidad por resistencia de campo sobre la característica momento-velocidad de un motor de CC sobre el rango total desde la condición de vacío hasta las condiciones de parada del motor.....	103
2-08:	Control de voltaje en el inducido de un motor de CC en derivación (o con excitación externa.).....	104
2-09:	Efecto del control de velocidad por cambio de voltaje del inducido en la característica momento de torsión-velocidad de un motor de CC.....	105
2-10.a:	Limites de potencia y momento como función de la velocidad en un motor en derivación: bajo control del voltaje en el inducido	108
2-10.b:	Bajo el control de resistencia de campo.....	108
2-11:	Motor en derivación con una resistencia de arranque en serie con su inducido.....	112
3-01	Diagrama de Bloques general del Módulo de Potencia.....	114
3-02	Cuadrantes de operación de un troceador clase E.....	115
3-03	Sistema de alimentación del Módulo de Potencia.....	118
3-04	Clasificación de dispositivos bajo condiciones de operación.....	121
3-05	Corriente de Drenador máxima vs. Temperatura de carcasa.....	126
3-06	Curva de resistencia térmica.....	127
3-07	Circuito de control de compuerta para Q2 y Q4.....	128
3-08	Circuito de control de compuerta para Q1 y Q3.....	132
3-09	Circuito de protección contra sobrecarga.....	133
3-10	Circuito detector de batería baja.....	137

4-01:	Diagrama de Bloques general de la Unidad de Control.....	142
4-02:	Conexión lineal de las teclas.....	146
4-03:	Conexión del relé general de la alimentación al Bloque de Fuerza.....	148
4-04:	Conector del LCD.....	149
4-05:	Formato de la Onda de PWM.....	153
4-06:	Registro ADCON0.....	159
4-07:	Registro ADCON1.....	160
4-08:	Formatos del resultado de la conversión.....	160
4-09:	Formatos del resultado de la conversión.....	166
4-10:	Registro INTCON.....	167
4-11:	Factores de división del PSCALER para el tmr0 y el Watch Dog.....	168
4-12:	Registro de Control del TEMPORIZADOR1 (T1CON).....	171
4-13:	Esquema de conexión de una señal por T1OSI.....	173
4-14:	Esquema de conexión de un oscilador a cristal LP al temporizador 1.....	174
4-15:	Pasos de división del prescaler del TEMPORIZADOR 1.....	175
4-16:	Registro de Control T2CON. Registro PR2.....	178
4-17:	Interfaz con el LCD utilizado.....	183
4-18:	Registro de Control de interrupciones (INTCON).....	192
5-01	Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 25%.....	206
5-02	Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 50%.....	206

5-03	Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 75%.....	207
5-04	Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 100%.....	207
5-05	Señal de Voltaje, primer cuadrante con C.U. de 25%.....	210
5-06	Señal de Corriente, primer cuadrante con C.U. de 25%.....	210
5-07	Señal de Voltaje, primer cuadrante con C.U. de 50%.....	211
5-08	Señal de Corriente, primer cuadrante con C.U. de 50%.....	211
5-09	Señal de Voltaje, primer cuadrante con C.U. de 75%.....	212
5-10	Señal de Corriente, primer cuadrante con C.U. de 75%.....	212
5-11	Señal de Voltaje, primer cuadrante con C.U. de 100%.....	213
5-12	Señal de Corriente, primer cuadrante con C.U. de 100%.....	213
5-13	Señal de Voltaje, tercer cuadrante con C.U. de 25%.....	215
5-14	Señal de Corriente, tercer cuadrante con C.U. de 25%.....	215
5-15	Señal de Voltaje, tercer cuadrante con C.U. de 50%.....	216
5-16	Señal de Corriente, tercer cuadrante con C.U. de 50%.....	216
5-17	Señal de Voltaje, tercer cuadrante con C.U. de 75%.....	217
5-18	Señal de Corriente, tercer cuadrante con C.U. de 75%.....	217
5-19	Señal de Voltaje, tercer cuadrante con C.U. de 100%.....	218
5-20	Señal de Corriente, tercer cuadrante con C.U. de 100%.....	218

INDICE DE TABLAS

TABLA	REFERENCIA	Página
I.	Características del troceador.	118
II.	Funciones de los pines en el Puerto A.	145
III.	Funciones de los pines en el Puerto B.	147
IV.	Funciones de los pines en el Puerto C.	149
V.	Funciones de los pines en el Puerto D.	150
VI.	Funciones de los pines en el Puerto E.	151
VII.	Resumen de los valores cargados en los Registros de Control del A/D.	164
VIII.	Resumen de los valores cargados en los Registros de Control de los temporizadores utilizados en el diseño.	181
IX.	Teclas, Funciones y Pin Físico al que están conectadas.	182
X.	Datos Experimentales: Primer cuadrante.	208
XI.	Datos Experimentales: Tercer cuadrante.	214

INTRODUCCION.

El adelanto tecnológico que se ha dado en los últimos tiempos en todas las áreas de la electrónica ha hecho posible que en la actualidad encontremos una gran variedad de dispositivos semiconductores, lo cual también ha contribuido al desarrollo de la electrónica de potencia permitiendo controlar la energía de una forma más eficiente.

Los MOSFET son Transistores controlados por voltaje, siendo más rápidos que los BJT, esto me permite emplear estos transistores en sistemas con frecuencias del orden de hasta 100 Khz.

En el diseño del equipo se considero la posibilidad de manejar conjuntamente con el control de la velocidad, la inversión de giro del motor. Para ello los MOSFET se encuentran dispuestos en una configuración tipo Puente H.

Con la ventaja de los sistemas digitales sobre los sistemas analógicos se ha podido mejorar los diseños de la etapa de control de los equipos destinados al manejo de Motores. Nuestro sistema de control es completamente digital, basado en la tecnología de los Microcontroladores PIC. Se ha elegido el uso de un microcontrolador en la etapa de control por los siguientes factores que se han tenido en cuenta:

- 1- En la mayoría de las aplicaciones, el control del motor tiene algún tipo de interfaz con el operador: botones, potenciómetros, display, comunicación con PCs, etc. Donde el uso de un microcontrolador es ideal ya que actualmente tienen incorporados módulos conversores analógico-digitales, temporizadores, contadores, USART, puerto paralelo esclavo, PWM, comunicación serie I²C, etc.
- 2- Permite un tiempo de diseño reducido. Debido a que el software de control contiene todas las características de la aplicación, será más fácil y más rápido realizar cualquier modificación de la aplicación con sólo modificar el programa.
- 3- Los microcontroladores permiten realizar cosas que son imposibles de otra manera. Como por ejemplo:
 - Diagnosticar fallas y alertar al operador. (Con sensores de temperatura, de velocidad, o sin la necesidad de estos, sino por medio del censado de la corriente para determinar la velocidad o temperatura del motor, etc.).
 - Permite almacenar en una memoria no volátil las configuraciones y operaciones que deben ser guardadas cuando se apaga el motor.

Al juntar dispositivos modernos tanto en la etapa de control como en la etapa de potencia nos hemos dado cuenta que dichos elementos tienden a reducir costos y tiempos empleados en el diseño, además que son sistemas abiertos a cualquier cambio o mejora que se le quisiera adicionar.

Capítulo 1

1. GENERALIDADES.

Actualmente, el avance tecnológico se encamina cada día al control automático de los procesos, gracias a la enorme ayuda que presentan los computadores y la microelectrónica en general, que se constituyen en instrumentos sumamente importantes cuando se requiere aumentar la calidad, eficiencia, rapidez y seguridad de cualquier sistema industrial. Los convertidores DC/DC también conocidos con el nombre de Troceadores, funcionan como un interruptor entre una fuente DC y su carga, variando el valor promedio de la tensión a la salida, utilizando dispositivos de potencia tales como: transistores o tiristores que trabajan en régimen de conmutación.

En circuitos rectificadores la conmutación de los dispositivos de potencia puede ser efectuada por la fuente AC de voltaje a través del proceso conocido como conmutación natural; sin embargo, en convertidores DC/DC, se requiere proveer de potencia DC promedio a una carga desde una fuente DC, el estudio del sistema necesario para la conmutación en los tiempos correctos de los elementos de potencia difieren del elemento que se escoja, de la frecuencia de trabajo y de los niveles de corriente y voltaje que deben soportar.

1.1. Transistor MOSFET de potencia.

1.1.1. Consideraciones.

Por su sencillo manejo y elevada velocidad de conmutación, entre otros motivos, los transistores MOSFET se han afianzado en la gran mayoría de las aplicaciones de potencia. Los transistores MOSFET (Metal Oxido Semiconductor de Efecto de Campo), surgieron como evolución a partir del transistor de efecto de campo (JFET), desarrollado en la década de los 70.

A lo largo de este tiempo, los MOSFET han logrado imponerse como el dispositivo mas utilizado en aplicaciones de potencia.

Para ello ha debido superar a los circuitos disponibles con anterioridad, y concretamente a los transistores bipolares BJT. Las aplicaciones relacionadas con la portabilidad (equipos alimentados por medio de baterías), conversión en el ámbito de la potencia (como es el caso de los convertidores DC/DC) o dispositivos para el automóvil (sistemas ABS, control de motores, airbag) son algunos ejemplos muy comunes en los que los MOSFET están presentes.

1.2. Tecnología de fabricación.

1.2.1. Mosfet en Convertidores DC/DC.

Los convertidores DC/DC constituyen la aplicación más generalizada de los transistores MOSFET de potencia. En un convertidor DC/DC con aislamiento galvánico, los MOSFET están ubicados tanto en la etapa primaria como en la secundaria, motivo por el cual los fabricantes desarrollan dispositivos de forma específica para que desempeñen una u otra forma su función.

El rendimiento no solo es un parámetro de relevancia para los propios MOSFET, sino también para el convertidor. Así, la nueva tecnología ha dotado a sus MOSFET primarios de una

rápida conmutación, una reducida resistencia directa y una baja carga de puerta, todo ello para una tensión de entrada de 24 o 48V. Los MOSFET secundarios, por su parte, presentan una rápida conmutación con baja carga de puerta y una tensión entre puerta y surtidor de 12 y 30V.

Para comprender la importancia del MOSFET en el convertidor DC/DC, pensemos que cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación aceptada por este, menor habrá de ser el tamaño de los elementos magnéticos en el convertidor, y por tanto menores serán sus dimensiones como su coste.

1.2.2. Estructura del Metal – Oxido – Semiconductor (MOS).

Los MOSFET nacen de la familia de los transistores FET (Transistor de efecto de campo). El FET es un dispositivo unipolar que depende únicamente ya sea de la conducción por electrones o por huecos. El termino "efecto de campo", se debe a que en el FET se establece un campo eléctrico por medio de las cargas presentes que controlaran la trayectoria de conducción del circuito de salida, sin necesidad de un contacto directo entre la cantidad que controla y la que es controlada.

La estructura MOS se compone de dos terminales y tres capas: Un substrato de silicio, puro o poco dopado p o n, sobre el cual se genera una capa de Oxido de Silicio (SiO_2) que posee características dieléctricas o aislantes. Por último, sobre esta se coloca una capa de Metal (Aluminio o Polisilicio), que posee características conductoras. En la parte inferior se coloca un contacto óhmico, como se muestra en la figura 1-01.

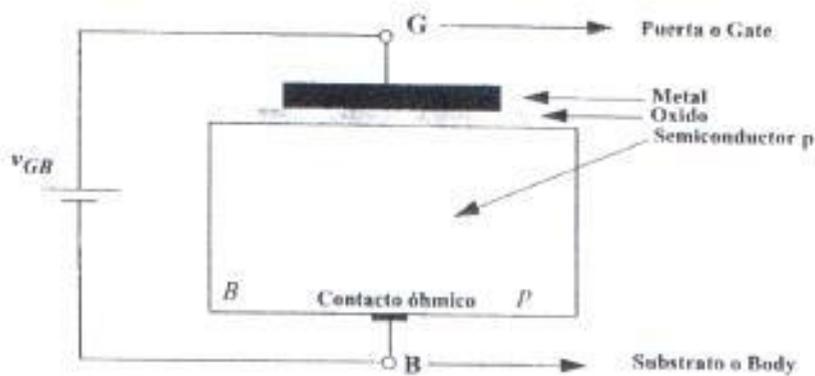


Figura 1-01 Estructura MOS.

La estructura MOS actúa como un condensador de placas paralelas en el que G y B son las placas y el oxido el aislante. De este modo, cuando $V_{GB} = 0$, la carga acumulada es cero y la distribución de portadores es aleatoria y correspondiente al estado de equilibrio en el semiconductor.

Si $V_{GB} > 0$, aparece un campo eléctrico entre los terminales de puerta y sustrato. La región semiconductor p se comporta

creando una región de empobrecimiento de cargas libres p^+ esta región de iones negativos se incrementa con V_{GB} .

Al llegar a una cota de V_{GB} , los iones presentes en la zona semiconductor de empobrecimiento no pueden compensar el campo eléctrico y se provoca la acumulación de cargas negativas libres (e^-) atraídos por el terminal positivo. Se dice entonces que la estructura ha pasado de estar en inversión débil a inversión fuerte. El proceso de inversión se identifica con el cambio de polaridad del substrato debajo de la región de puerta. En inversión fuerte, se forma así un canal de e^- libres en las proximidades del terminal de gate (puerta) y de huecos p^+ en el extremo de la puerta.

La intensidad de puerta, I_G es cero, puesto que en continua se comporta como un condensador (GB). Por lo tanto, podemos decir que la impedancia desde la puerta al substrato es prácticamente infinita e $I_G = 0$.

Básicamente, la estructura MOS permite crear una densidad de portadores libres suficiente para sustentar una corriente eléctrica.

1.2.3. El Transistor MOSFET. Principios Básicos.

Se distinguen varias estructuras MOS similares, de las cuales se analizará en mas detalle la denominada MOSFET de enriquecimiento o (Incremental) de Canal N, debido a que con este tipo de transistor se desarrolla la parte de potencia del troceador.

Aunque el funcionamiento de todas es similar, se basan en el mismo principio de operación. Existen diferentes versiones de MOSFET en función del tipo de barra de silicio (canal tipo P y canal tipo N) y del funcionamiento del dispositivo, ya que existen MOSFET de ensanchamiento o Incrementales de canal y otros de estrechamiento o Decrementales de canal, ver figura. 1-02.

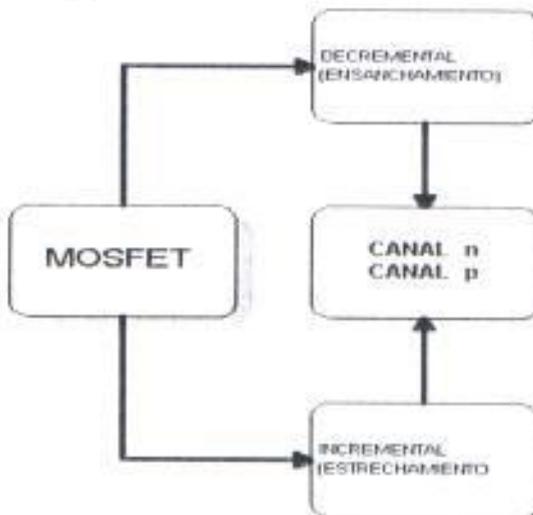


Figura 1-02 Tipos de Mosfet de Potencia.

1.2.4. Transistor MOSFET Decremental Canal n.

Indicaremos la construcción básica de un transistor MOSFET tipo Decremental de canal n, su diagrama adjunto es la figura. 1-03.

Una lamina de material tipo p se forma en una base de silicio y se le denomina *sustrato*. Es la base donde se construirá el dispositivo. En algunos casos el sustrato se conecta internamente con la terminal fuente. Sin embargo, muchos dispositivos discretos suministran una terminal adicional denominada SS, resultando un dispositivo de cuatro terminales. Los terminales de fuente y drenaje se conectan a través de contactos metálicos a las regiones con dopado tipo n (n dopadas) unidas mediante un canal n, como se muestra en la figura.

La compuerta también se conecta a una superficie de contacto metálico pero permanece aislada del canal n por una capa muy delgada de dióxido de silicio (SiO_2). El SiO_2 es un tipo particular de aislante conocido como dieléctrico, que establece una oposición de campos eléctricos dentro del dieléctrico, cuando este se expone a un campo externamente aplicado. La capa de SiO_2 indica que no hay una conexión

eléctrica directa entre la terminal de compuerta y el canal para un MOSFET. Esta capa de aislante es la que cuenta para la muy conveniente alta impedancia de entrada del dispositivo.

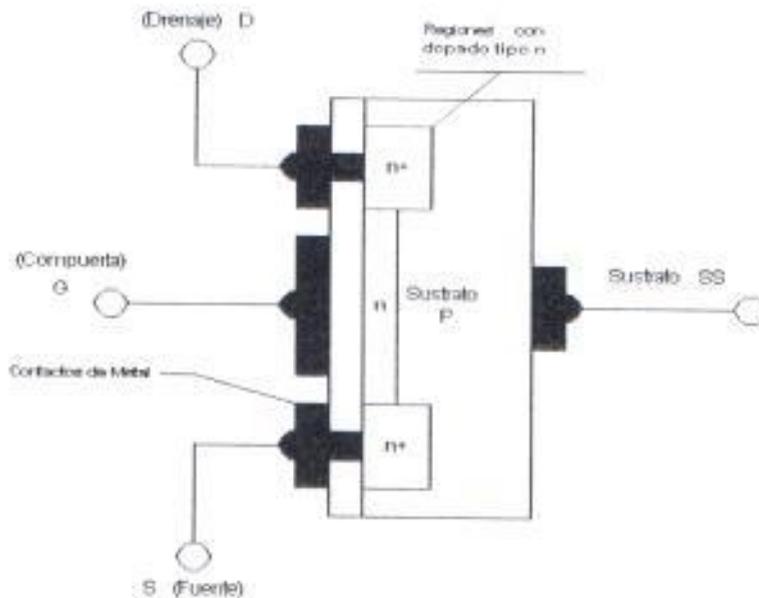


Figura 1-03 MOSFET de tipo Decremental de canal n.

1.2.5. Transistor MOSFET Decremental Canal p.

La construcción de un MOSFET de tipo Decremental de canal p presenta la características inversas como aparece en la figura 1-03. Ahora el sustrato esta formado por un tipo n de portadores mayoritarios (electrones) y un canal tipo p de portadores minoritarios (huecos), como se muestra en la figura

1-04. Las terminales permanecen como se identifican, pero las polaridades del voltaje y direcciones de corriente están invertidas.

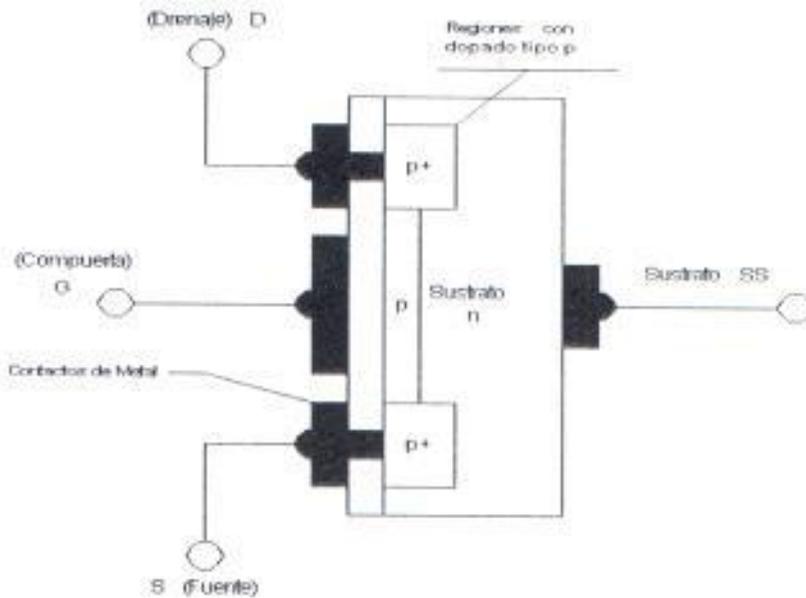


Figura 1-04 MOSFET de tipo Decremental de canal p.

1.2.6. Transistor MOSFET Incremental Canal n.

La construcción básica del MOSFET tipo Incremental de canal n se esquematiza en la figura 1-05. Se forma una capa de material tipo p a partir de una base de silicio y se denomina sustrato.

Como el MOSFET de tipo Decremental, el sustrato se conecta internamente en algunas ocasiones a la terminal de la fuente,

mientras que en otros casos se crea un cuarto terminal disponible para el control externo de su nivel de potencial. Las terminales de fuente y drenaje son de nuevo conectadas mediante contactos metálicos a las regiones con dopado n, pero como se puede observar en la figura 1-05 la ausencia de un canal entre las dos regiones con dopado n.

Esta es la principal diferencia entre la construcción de un MOSFET de tipo Decremental y los MOSFET de tipo Incremental, la ausencia de un canal como un componente construido del dispositivo. La capa de S_iO_2 todavía está presente para aislar la plataforma metálica de la compuerta de la región entre el drenaje y la fuente, pero ahora simplemente se encuentra separada de una sección del material tipo p.

Por ello, en resumidas cuentas, la construcción de un MOSFET de tipo Incremental es bastante similar a la de un MOSFET de tipo Decremental, excepto por la ausencia de un canal entre las terminales del drenaje y de la fuente.

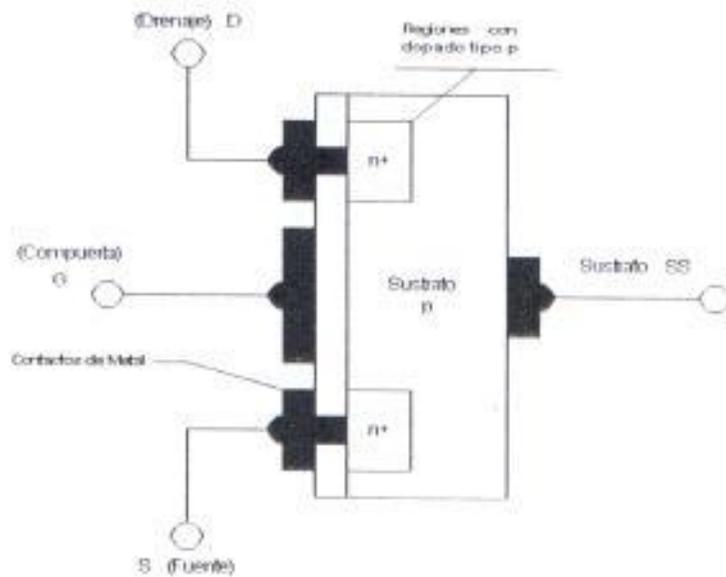


Figura 1-05 MOSFET de tipo Incremental de canal n.

1.2.7. Transistor MOSFET Incremental Canal p.

La construcción de un MOSFET tipo Incremental de canal p está construido de manera inversa a la que se presentada en la figura 1-05, como se ilustra en la figura 1-06. Es decir, ahora se tiene un sustrato de tipo n y regiones p bajo las conexiones de drenaje y compuerta.

Las terminales permanecen tal y como se identificaron con anterioridad, pero todas las polaridades de voltaje y las direcciones de la corriente están invertida. Las características de drenaje aparecerán como se muestra en la figura, con niveles crecientes de corriente que resultan de los crecientes valores negativos de V_{GS} . Las características de transferencia serán la imagen especular (simétricamente invertida sobre el

eje I_D) de la curva de transferencia de la figura, con I_D aumentando junto con los crecientes valores negativos de V_{GS} mas allá de V_T , como se ilustra en el grafico.

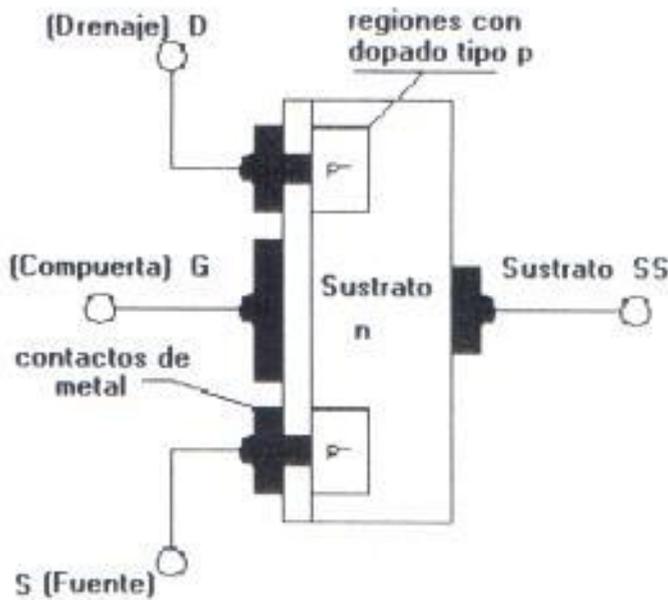


Figura 1-06 Mosfet de tipo Incremental de canal p.

1.2.8. Características Estáticas.

Dentro del análisis de los transistores Mosfet, están sus parámetros estáticos, que definen el comportamiento de los transistores en las zonas de corte y saturación. La zona de funcionamiento y el símbolo de un transistor MOS canal n tipo Incremental se puede apreciar en la figura 1-07.

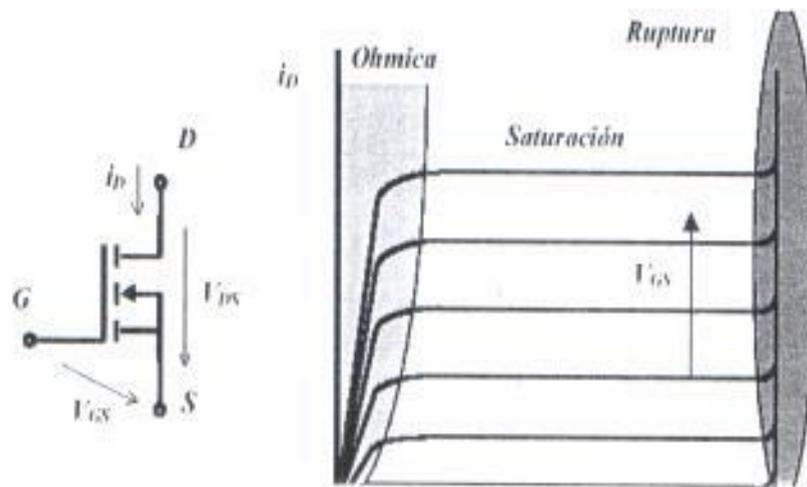


Figura 1-07 Transistor MOS de tipo Incremental canal n

Zona de Corte: El transistor se considera un interruptor abierto. Para valores de V_{GS} menores que el nivel de umbral, la corriente de drenaje de un MOSFET de tipo Incremental es de cero miliamperios, como se indica a continuación:

$$V_{GS} \leq V_T, \quad I_D \cong 0$$

Zona de Conducción:

$$V_{GS} \geq V_T, \quad I_D \neq 0 \text{ si } V_{DS} \geq 0$$

Dentro de la región de conducción podemos identificar dos posibles situaciones para el MOS:

Zona Ohmica: I_{DS} aumenta con V_{DS} , es decir, el MOSFET se comporta como un resistor (no lineal).

$$V_{GS} - V_T \geq V_{DS}$$

En esta zona, el transistor se considera un interruptor cerrado, con una resistencia (para valores muy pequeños de V_{DS}).

$$R_{DS(on)} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$$

La resistencia de salida, R_{DS} , es normalmente muy alta en la región de estrechamiento, típicamente del orden de los megaohms y muy pequeña en la región lineal, típicamente del orden de los miliohms.

Zona de Saturación: I_{DS} es aproximadamente constante con V_{DS} . Se comporta como una fuente de intensidad controlada por tensión ($V_{GS} = \text{cte}$).

El límite entre la región ohmica y de saturación se cumple para:

$$V_{GS} - V_T = V_{DS}$$

de tal forma que,

Para $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ el transistor se encuentra en la región óhmica.

Para $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ el transistor se encuentra en la región de saturación.

Las expresiones correspondientes para la corriente drenador, obtenidas mediante el análisis del transporte de carga desde la fuente hacia el drenador para las diferentes regiones de operación, se muestran a continuación:

$$I_{DS} = \frac{K_n W}{2L} * [2V_{DS}(V_{GS} - V_{Tn}) - V_{DS}^2], \quad \text{ohmica}$$

$$I_{DS} = \frac{K_n W}{2L} * (V_{GS} - V_{Tn})^2, \quad \text{saturación}$$

Siendo $K_n = \mu_n * C_{OX}$ el parámetro de transconductancia. μ_n es la movilidad de los e⁻ y C_{OX} la capacidad por unidad de área de la estructura MOS. Se suele definir también $\beta = K_n(W/L)$, que es un parámetro que depende tanto de la geometría como de los parámetros eléctricos de la tecnología. Valores típicos para $K_n = (20 - 70) \mu A/V^2$,
 $K_n = (8 - 30) \mu A/V^2$.

W y L , definen el área del canal y pueden ser utilizadas por el diseñador para ajustar las características del circuito a unas especificaciones dadas.

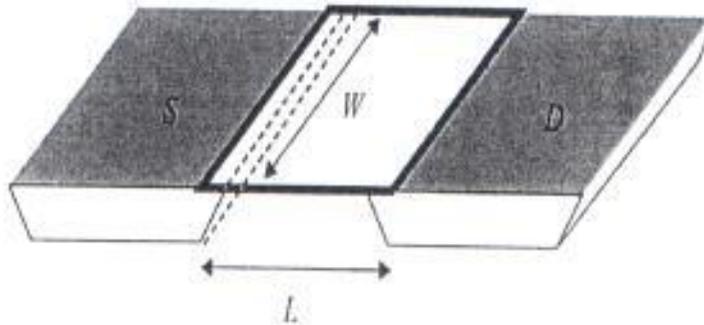


Figura 1-08 Área del canal de un transistor MOS de canal N.

Zona de Ruptura.- es el punto de operación crítico del transistor, es donde puede dar lugar a un mal funcionamiento o daño irreversible del transistor.

La condición que debe ocurrir es que el Voltaje drenador – surtidor, sea mayor al Voltaje sustrato – drenador.

$$V_{DS} \geq V_{BD}$$

1.2.9. Limitaciones Estáticas

Dentro de las limitaciones estáticas, se consideran las siguientes características:

Embalamiento térmico.- El MOSFET no sufre de embalamiento térmico, debido a que al conducir solamente con portadores minoritarios para resistencias en ON, sube con la temperatura. El no sufrir embalamiento térmico posibilita la conexión en paralelo de los MOSFET.

$$P_{ON} = I_D * R_{DSon} \rightarrow T^a \uparrow \rightarrow R_{DSon} \uparrow \rightarrow P_{ON} \uparrow$$

Tensión drenador-fuente de ruptura.- Tensiones más altas de bloqueo llevan a transistores con mas perdidas en conducción.

$$V_{(BR)DSS} \uparrow \rightarrow R_{DSon} \uparrow$$

Corriente de drenador.- La corriente máxima compatible con la operación segura varia con la temperatura.

$$T^a \uparrow \rightarrow R_{DSon} \uparrow \rightarrow I_{Dmax} \downarrow$$

Alta tensión Compuerta-Fuente.- Si aplicamos una alta tensión, seguramente se destruirá el oxido de puerta.

1.2.10. Características Dinámicas.

La existencia de condensadores parásitos en la estructura MOS, origina el retraso en la respuesta del mismo cuando es excitado por una señal de tensión o intensidad externa. La carga / descarga de los condensadores parásitos requiere un determinado tiempo, que determina la capacidad de respuesta de los MOSFET a una excitación.

En la estructura y funcionamiento de estos transistores se localizan dos grupos de capacidades:

1. - Las capacidades asociadas a las uniones PN de las áreas de drenador y fuente. Estas presentan una característica no lineal con las tensiones de las uniones. Se denominan capacidades de unión.
2. - Las capacidades relacionadas con la estructura MOS. Están asociadas principalmente a la carga del canal (iones o cargas libres) y varían notoriamente en función de la región de operación del transistor, de modo que no es posible, en general, considerar un valor constante de las mismas. Se denominan capacidades de puerta.

De ellas, las capacidades de puerta, suelen ser más significativas, y dentro de ellas, la capacidad de puerta - fuente (C_{gs}) y de drenador - fuente (C_{ds}), son en general, las más dominantes.

En la figura 1-09 se pueden apreciar las componentes parásitas, dentro de la estructura de un Mosfet Incremental canal n.

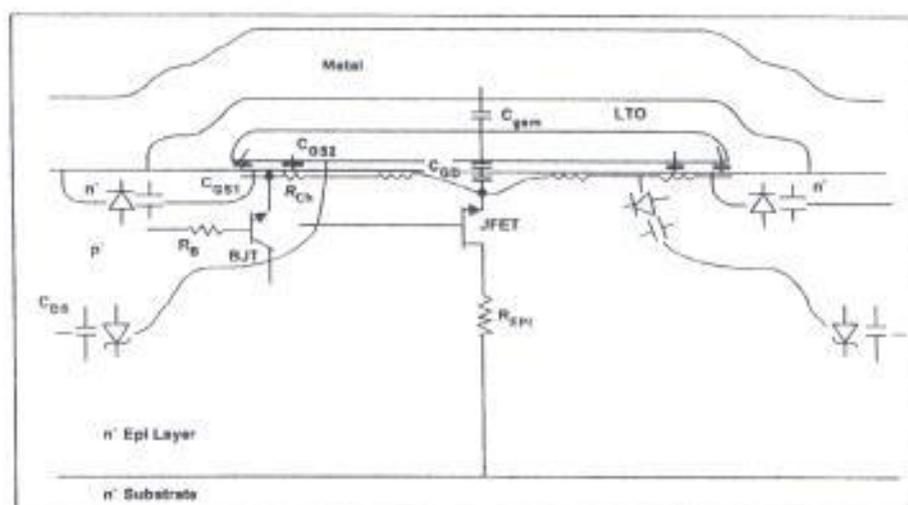


Figura 1-09 Componentes parásitos en un Mosfet incremental canal n.

1.2.11. Efecto de las Capacitancias Parásitas en la Tensión de Puerta.

El efecto de la conmutación de otros dispositivos puede provocar Variaciones importantes en la tensión de puerta debido al acoplamiento capacitivo $C_{GD} - C_{GS}$.

Esto tiene como consecuencias no deseadas:

- a) Se supere la tensión máxima que el óxido puede soportar.
- b) Haciendo que el transistor (que estaba cortado) conduzca.

Si se produce un flanco de subida, ese flanco se transmitirá a la puerta, con lo que si se supera la tensión umbral, el MOS entra en conducción. Esto tiene el efecto de que baje la tensión V_{DS} con lo que el efecto se compensa, cortándose de nuevo el transistor a costa de sufrir grandes pérdidas por la corriente que circula durante el transitorio. Si se produce un flanco de bajada, ese flanco se transmitirá igualmente a la puerta, permaneciendo el transistor cortado, pero con peligro de superar la tensión máxima del óxido.

En ambos casos es determinante el valor de la resistencia equivalente de la fuente que excita a la puerta (R_G) cuanto menor sea esta resistencia menos se notará este efecto.

Se debe tener especial cuidado con las conexiones en el circuito de puerta, porque cualquier inductancia parásita

presente dará una impedancia equivalente muy alta ante cambios bruscos.

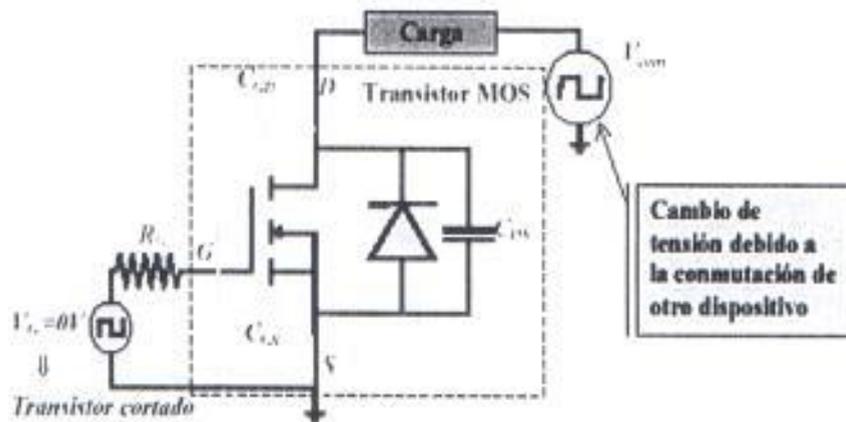


Figura 1-10. Efecto de la conmutación de otros dispositivos sobre la tensión de puerta con distintos valores de R_G .

Para los Mosfet tipo Decrementales, el voltaje de compuerta o de entrada puede ser positivo o negativo. Pero los MOSFET tipo Incremental sólo responden a voltajes positivos de compuerta. Los MOSFET de potencia son generalmente del tipo Incremental. Sin embargo, los MOSFET tipo Decremental podrían ser ventajosos y simplificar el diseño lógico en algunas aplicaciones que requieran de algún tipo de interruptor de AC o DC compatible con la lógica, y que se mantenga activo cuando el suministro lógico caiga y V_{GS} se haga cero.

1.3. Troceadores: Principios Básicos.

Como se indico anteriormente el troceador o convertidor DC/DC, básicamente funciona como un interruptor entre una fuente dc y su carga, variando el valor promedio de la tensión aplicada a la carga mediante el uso de elementos semiconductores que permiten controlar la relación entre el tiempo de cierre y el ciclo completo de trabajo.

La forma de onda de la figura 1-11 demuestra la regulación del voltaje que le llega a la carga, la misma que esta en función del voltaje promedio que esta recibe.

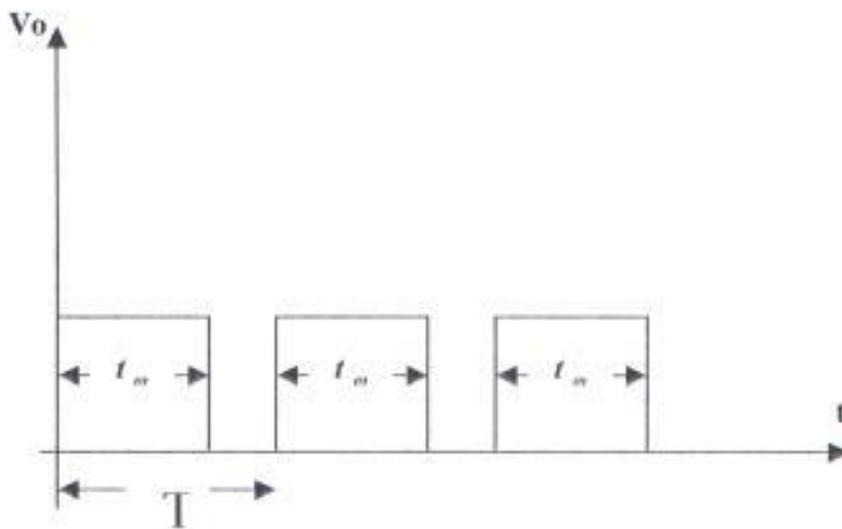


Figura 1-11 Voltaje en la carga usando un troceador.

Se puede observar que el troceador aplica sobre la carga un tren de pulsos de voltaje unidireccional en este caso. La magnitud de estos pulsos tiene un valor igual que la fuente de voltaje idealmente.

El control del voltaje promedio de la carga V_o puede ser realizado mediante una de las siguientes técnicas:

1. MODULACION POR ANCHO DE PULSO (PWM). Esta técnica consiste básicamente en variar el t_{on} mientras que el valor de T es mantenido constante.
2. MODULACION POR FRECUENCIA. En este caso el t_{on} puede ser mantenido constante, mientras que el valor de T es variado.

Los Troceadores se utilizan ampliamente en el control de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, montacargas. Para su aplicación en motores DC se suele clasificar a los troceadores de acuerdo al número de cuadrantes, estos cuadrantes estarán definidos por los sentidos del voltaje y corriente en la carga.

Los troceadores, pueden ser clasificados de acuerdo al número de cuadrantes del diagrama (v_t-i_a), en el cual ellos son capaces de operar.

1.3.1. Troceador Clase " A "

La figura. 1-12 ilustra el circuito de potencia básico de un Troceador Clase A. El modelo del circuito de armadura del motor es presentado como tres elementos separados del circuito. Además notamos que se utiliza un transistor Mosfet como elemento de conmutación por las características anteriormente mencionadas

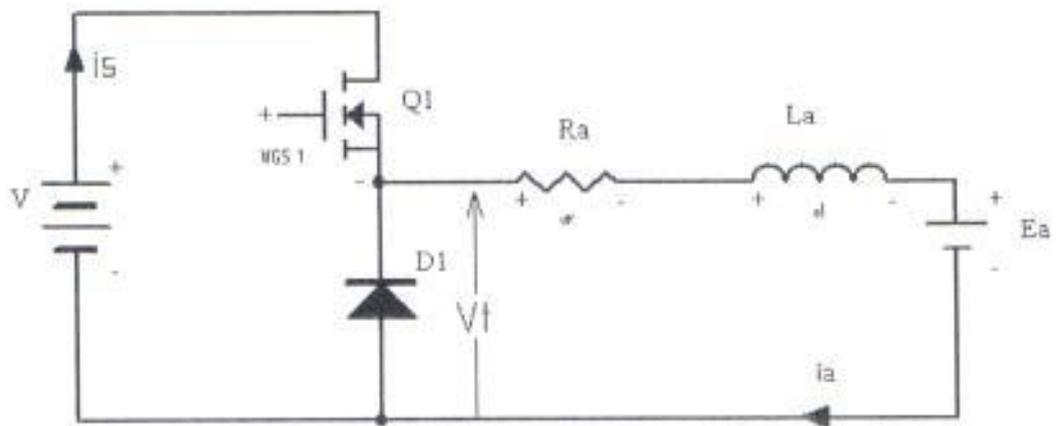


Figura 1-12 Circuito de potencia básico de un Troceador A.

En este tipo de Troceador las variables del circuito de armadura, voltaje y corriente promedio, solo ocurren en el primer cuadrante del diagrama v_t - i_a , tal como se indica en la figura 1-13.

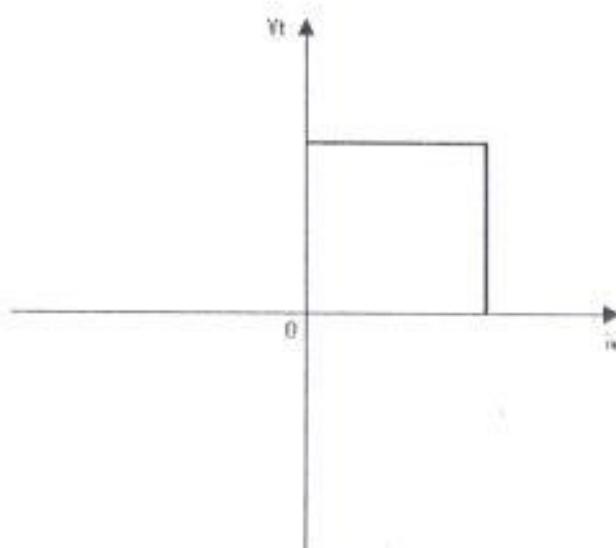


Figura 1-13 Cuadrante de operación de un Troceador A.

La operación de este sistema puede ser entendido considerando las formas de onda de las variables del circuito presentado en las figuras 1-14a y b. Cuando el transistor Q1 es encendido, la diferencia de potencial de la fuente aparece en los terminales del circuito de armadura. Si este estado de hechos continuara, la corriente de armadura puede incrementarse hasta llegar a la magnitud de estado estable expresada por:

$$i_a = \frac{V_a - E_a}{R_a} [A] \quad (1.1)$$

La corriente promedio en el circuito de armadura puede ser controlada por la conmutación del transistor Q1, antes que la corriente hubiera alcanzado el valor expresado por la ecuación (1.1), permitiéndole decaer a través del diodo D1 a cero como se presenta en la figura 1-

14a o algún valor menor al obtenido mientras Q1 estuvo conduciendo (figura 1-14b).

El valor promedio de i_a es controlado si este proceso de encendido y apagado de Q1 es repetido a intervalos regulares. La forma de onda correspondiente a v_t ilustra la razón del popular nombre "TROCEADOR" (Convertidor DC / DC).

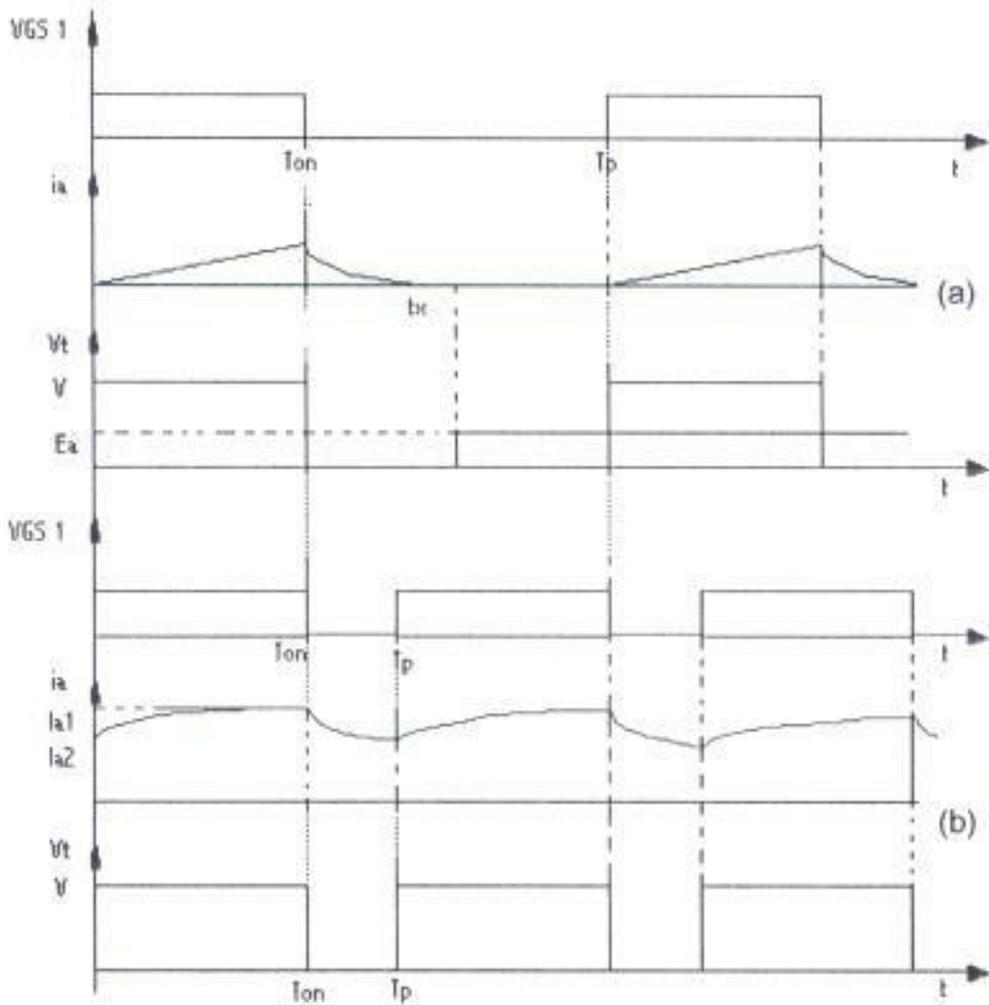


Figura 1-14 Formas de onda de un Troceador A.

El valor promedio de i_a puede ser controlado en tres formas diferentes:

- Variando la duración de T_{on} , antes que Q1 sea conmutado y manteniendo el periodo del pulso T_p constante, esta forma se denomina: modulación de ancho de pulso.
- Variando T_p y manteniendo T_{on} constante; se la conoce como: modulación de frecuencia;
- Combinando los dos métodos anteriores.

Este convertidor tiene dos formas de funcionamiento: con corriente discontinua y con corriente continua. Si T_{on} es corto con relación a T_p , (figura 1-14a) y la inductancia del circuito es pequeña, cuando el transistor esta bloqueado, la corriente decrece exponencialmente hasta llegar a cero, siendo ésta la condición inicial para el siguiente ciclo.

De este modo obtenemos corriente discontinua, consistiendo su forma de onda en una serie de pulsos que serán idénticos cuando las condiciones de estado estable han sido alcanzadas. Si T_{on} con relación a T_p es más grande, la corriente de carga no decaerá a cero durante el intervalo $T_{on} < t < T_p$, pero disminuirá hasta que Q1 sea nuevamente encendido. En condiciones estables por lo tanto la corriente variará en una manera regular (figura 1-14b).

Esta variación produce la presencia de armónicas, generadas al fragmentar el nivel constante de la fuente de alimentación, las que crearán pérdidas mayores, a medida que se agudice su variación.

De ésta premisa podemos afirmar que la eficiencia del sistema será mayor cuanto más continua sea la corriente. Esto lo podemos lograr incrementando la inductancia, para explayar el retardo de la corriente con respecto al voltaje, puesto que $\tau = L / R$.

Si además disminuimos el periodo de oscilación, el tiempo para que la corriente disminuya o se incremente de su nivel DC también disminuye, contrariamente a si incrementáramos su periodo, obteniendo de esta forma con seguridad, corriente continua. Sin embargo bajo condiciones transientes, la corriente puede convertirse en discontinua, como en el caso de controladores con tiempo de respuesta demasiado rápido.

Dado que un motor está constituido básicamente por bobinas sin ninguna resistencia adicional a la intrínseca y la frecuencia de operación es alta (500 a 800 Hz.), por lo expuesto anteriormente, nuestra operación será con corriente continua, como se muestra en la figura 1-15 y esta es la condición que hemos considerado para realizar el diseño del sistema implementado. Para la malla del lado derecho de la figura 1-12, tenemos:

$$v_t = e_l + v_r + E_a \quad [v] \quad (1.2)$$

$$v_t = L_a * \frac{di_a}{dt} + i_a * R_a + E_a \quad [v] \quad (1.2a)$$

$$\frac{di_a}{dt} + i_a * \frac{R_a}{L_a} = \frac{v_t - E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.3)$$

Dado que esta ecuación diferencial general es de primer orden, iniciamos su solución buscando un factor integrante de la forma:

$$u(t) = e^{\int Ra/La dx} = e^{t/\tau a} \quad ; \quad \tau a = La/Ra \quad (1.3a)$$

Utilizando la fórmula explícita para la solución de la ecuación general lineal de primer orden, tenemos:

$$ia(t) = 1/u(t) \left[\int_0^t u(s) [(vt - Ea)/La] ds + c \right] \quad [A] \quad (1.3b)$$

$$ia(t) = e^{-t/\tau a} [(vt - Ea)/La] * e^{-t/\tau a} * \tau a + c \quad [A] \quad (1.3c)$$

$$ia(t) = [(vt - Ea)/Ra] + c * e^{-t/\tau a} \quad [A] \quad (1.3d)$$

Cuando Q1 es encendido, las condiciones iniciales para $t=0$ son: $vt=V$ e $ia=Ia2$. Reemplazando en la ecuación 1.3d tenemos:

$$ia(0) = Ia2 = (vt - Ea)/Ra + c \quad [A] \quad (1.3e)$$

Donde,

$$c = Ia2 - (V - Ea)/Ra \quad [A] \quad (1.3f)$$

reemplazando en la ecuación 1.3d

$$i_a(t) = (V - E_a) / R_a + [I_{a2} - (v - E_a) / R_a] * e^{-t/\tau} \quad [A] \quad (1.3g)$$

$$i_a(t) = (V - E_a) / R_a * (1 - e^{-t/\tau}) + I_{a2} * e^{-t/\tau} \quad [A] \quad (1.4)$$

$$\tau = L_a / R_a \quad [s] \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad (1.5)$$

A $t = t_{on}$ cuando Q1 es conmutado, logramos:

$$i_a(T_{on}) = I_{a1} = (V - E_a) / R_a (1 - e^{-T_{on}/\tau}) + I_{a2} * e^{-T_{on}/\tau} \quad [A] \quad (1.6)$$

Cuando Q1 es apagado, i_a fluye a través del diodo de paso libre D1, dando como resultado $v_t = 0V$ (despreciando el voltaje de conducción del diodo); de la ecuación 1.3, tenemos:

$$\frac{di_a}{dt} + i_a * \frac{R_a}{L_a} = \frac{E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.7)$$

donde

$$t' = t - T_{on} \quad [s] \quad (1.8)$$

a $t' = 0$, $i_a = I_{a1}$. De la ecuación 1.7 y estas condiciones iniciales, aplicando un procedimiento similar al realizado para encontrar la solución de la ecuación 1.3, tenemos:

$$i_a(t) = \frac{E_a}{R_a} (e^{-t/\tau} - 1) + I_{a1} * e^{-t/\tau} \quad [A] \quad T_{on} \leq t \leq T_p \quad [s]$$

a $t' = T_p - T_{on}$ o $t = T_p$ cuando Q1 es nuevamente encendido

$$i_a = I_{a2} = \frac{E_a}{R_a} [e^{-(T_p - T_{on})/\tau} - 1] + I_{a1} * e^{-(T_p - T_{on})/\tau} \quad [A] \quad (1.10)$$

la ecuación 1.6 y 1.10 pueden ser resueltas simultáneamente, dando como resultado:

$$I_{a1} = \frac{V_a}{R_a} * \frac{1 - e^{-T_{on}/\tau}}{1 - e^{-T_p/\tau}} - \frac{E_a}{R_a} \quad [A] \quad (1.11)$$

$$I_{a2} = \frac{V_a}{R_a} * \frac{e^{T_{on}/\tau} - 1}{e^{T_p/\tau} - 1} - \frac{E_a}{R_a} \quad [A] \quad (1.12)$$

Cuando Q1 está encendido continuamente, es decir $T_{on} = T_p$, resulta $I_{a1} = I_{a2} = I_a$ dada por la ecuación 1.1.

Cuando Q1 está encendido continuamente, es decir $T_{on}=T_p$, resulta $I_{a1}=I_{a2}=I_a$ dada por la ecuación 1.1.

Habr  un valor de T_{on} en el cual $I_{a2}=0$ e I_{a1} es diferente de cero, para el cual se est  en el limite del funcionamiento entre corriente continua y corriente discontinua; luego haciendo $I_{a2} = 0$ en la ecuación 1.12 se tiene

$$\frac{E_a}{V} = \frac{e^{T_{on}/\tau} - 1}{e^{T_p/\tau} - 1} \quad [A] \quad (1.12a)$$

La ecuación 1.12a se puede representar de la siguiente forma:

Si, $T_{on} / \tau = X_2$ y $Y = E_a / V$,

$$Y = \frac{e^{X_2} - 1}{e^{X_1} - 1} \quad (1.12b)$$

Que da la familia de curvas, en particular, para $X_2=T_p / \tau = \infty$, $Y=0$, o sea el eje de las abscisas que corresponde a $\tau=L/R=0$; la carga es puramente resistiva en cuyo caso siempre la corriente es discontinua.

Por el contrario para $X_2=T_p/\tau=0$, o sea, $\tau=L/R=\infty$ y $X_1=0$ (carga inductiva pura) se obtiene el eje de ordenadas en cuyo caso siempre se opera con corriente continua. Un punto arriba de la curva significa que la operación se lleva a cabo con corriente discontinua. Un punto bajo la curva significa que la

Cuando operamos con corriente discontinua, en la frontera definida por las curvas de la figura 1-5, $I_{a2}=0$ y de la ecuación 1.6

$$I_a = (V - Ea) / Ra [1 - e^{-T_{on}/\tau}] \quad [A] \quad (1.12c)$$

y de las ecuaciones 1.9 y 1.12c

$$i_a = -Ea / Ra (1 - e^{t'/\tau}) + (V - Ea) / Ra (1 - e^{-T_{on}/\tau}) e^{t'/\tau} \quad [A] \quad (1.12d)$$

$$T_{on} < t < T_x, \quad t' = t - T_{on} \quad [s] \quad (1.12e)$$

Esta corriente llegará a cero en el tiempo $t=T_x$, o $t'=T_x-T_{on}$; sustituyendo estas condiciones en la ecuación 1.12e, tenemos:

$$T_x = \tau \ln [1 + (V - Ea) / Ea (1 - e^{-T_{on}/\tau})] + T_{on} \quad [s] \quad (1.12f)$$

Las formas de onda de v_t en la figura 1-14b, pueden ser descritas por la serie de Fourier, como:

$$v_t = \bar{v}_t + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{ Sen}(nW_o t + \theta_n) \quad [V] \quad (1.13)$$

donde W_o es la frecuencia angular a la que trabaja el troceador definido por:

donde ω_0 es la frecuencia angular a la que trabaja el troceador definido por:

$$\omega_0 = 2\pi / T_p \quad [\text{rad/s}] \quad (1.14)$$

y el valor promedio de v_t es:

$$\bar{v}_t = 1/T_p \int_0^{T_{on}} V dt \quad [V] \quad (1.15)$$

$$\bar{v}_t = V * T_{on} / T_p \quad [V] \quad (1.15a)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.15b)$$

$$a_n = 1/\pi \int_0^{\omega_0 T_{on}} V_o(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.15c)$$

$$a_n = (V / n\pi) \text{Sen}(n\omega_0 T_{on}) \quad (1.15d)$$

$$b_n = (1/\pi) \int_0^{\omega_0 T_{on}} V_o(\omega t) \text{Sen}(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.15e)$$

$$b_n = (V / n\pi) \text{Cos}(n\omega_0 T_{on}) \quad (1.15f)$$

$$bn = (V / n\pi)(1 - \text{Cos}nWoTon) \quad (1.15g)$$

$$cn = (V / n\pi) \sqrt{\text{Sen}^2(nWoTon) + 1 - 2\text{Cos}(nWoTon) + \text{Cos}^2(nWoTon)} \quad (1.15h)$$

$$cn = \sqrt{[(V / n\pi)\text{Sen}(nWoTon)]^2 + [(V / n\pi)(1 - \text{Cos}(nWoTon))]^2} \quad (1.15i)$$

$$cn = V / n\pi \sqrt{[2 - 2\text{Cos}(nWoTon)]} \quad (1.15j)$$

$$cn = 2V / n\pi \sqrt{[1/2 - 1/2\text{Cos}(nWoTon)]} \quad (1.15k)$$

$$cn = 2V / n\pi \text{ Sen}(nWoTon/2) \quad [V] \quad (1.16)$$

$$\theta_n = \text{Tan}^{-1} an / bn \quad (1.16a)$$

$$\theta_n = \text{Tan}^{-1} \frac{\text{Sen}(nWoTon)}{1 - \text{Cos}(nWoTon)}; \text{ si } u = nWoTon \quad (1.16b)$$

$$\theta_n = \text{Tan}^{-1} \frac{\text{Sen}(u)}{2 * \text{Sen}^2(u/2)} \quad (1.16c)$$

$$\theta_n = \text{Tan}^{-1} \frac{\text{Sen}(u/2) * \text{Cos}(u/2)}{\text{Sen}^2(u/2)} \quad (1.16d)$$

$$\theta_n = \text{Tan}^{-1}[\text{Cotg}(u/2)] \quad (1.16e)$$

$$\theta_n = \text{Tan}^{-1}[\text{Tan}(\text{Pi}/2 - u/2)] \quad (1.16f)$$

$$\theta_n = \pi/2 - n\omega_0 T_{on}/2 \quad [\text{rad}] \quad (1.17)$$

De la ecuación 1.16 las amplitudes de las armónicas alcanzan su valor más grande cuando $T_{on} = T_p/2$. La máxima amplitud para la armónica de más baja frecuencia o fundamental es:

$$C_1 = 2V / \pi \text{ Sen}(\omega_0 T_{on}/2) \quad (1.17a)$$

Para $T_{on} = T_p/2$

$$C_1 = \frac{2V}{\pi} \text{ Sen} \frac{2 T_{on}}{T_p} \quad (1.17b)$$

$$C_1 = 2V / \pi \quad (1.17c)$$

El valor promedio de la corriente de armadura es:

$$\bar{i}_a = \frac{\bar{v}t - E_a}{R_a} = (VT_{on}/T_p - E_a) / R_a \quad (1.18)$$

Dado que en un motor DC, por lo general, la reactancia inductiva es mayor que la resistencia de armadura $\omega L_a \gg R_a$, (lo que constituye un atraso cercano a los 90 grados de la corriente con respecto al voltaje) la componente fundamental de la corriente de armadura, de las ecuaciones 1.13, 1.16 y 1.17 es:

$$i_a = c_1 * \text{Sen}(\omega t + \theta_1) \quad (1.18a)$$

$$i_a = \frac{2V}{(R_a + \omega L_a)} \text{Sen}(\omega t + \pi/2 - \omega T_{on}/2 - \pi/2) \quad (1.18b)$$

$$i_a = \frac{2V}{\pi \omega L_a} \text{Sen}(\omega T_{on}/2) \text{Sen}(\omega t - \omega T_{on}/2) \quad [A] \quad (1.19)$$

EL valor rms de esta componente fundamental es:

$$I_{r1} = \sqrt{\left[\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} (2V / \pi \omega L_a \text{Sen}(\omega T_{on}/2) \text{Sen}(\omega t - \omega T_{on}/2))^2 dt \right]} \quad (1.19a)$$

$$|I_r| = 1,41 * V / \pi * \omega L_a * \text{Sen}(\omega T_{on} / 2) \quad (1.20)$$

La corriente de armadura puede ser descrita con buena aproximación por la suma de las dos componentes dadas en la ecuación 1.18 y 1.19. La corriente rms de armadura es entonces:

$$I_R = \sqrt{(i_a)^2 + (I_{rl})^2} \quad [A] \quad (1.21)$$

Si fuera necesario, la magnitud de esta corriente puede ser reducida con incremento de inductancia en el circuito de armadura, como se podrá observar en el sistema diseñado.

La relación entre la corriente de fuente y la corriente de armadura es definida por:

$$i_s = i_a \quad [A] \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad [s] \quad (1.21a)$$

$$i_s = 0 \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad [s] \quad (1.22)$$

Las armónicas de la forma de onda de i_s , podrían ser obtenidas a partir de i_a , aunque, una buena aproximación para las armónicas de la corriente de línea es asumirlas de magnitud constante, dado que $\omega L_a \gg R_a$. En estas circunstancias la corriente de la fuente se convierte en una serie de pulsos de magnitud i_a , duración T_{on} y periodo T_p .

Esto puede ser analizado de la misma manera que la forma de onda de v_t , dando una expresión aproximada para la corriente de línea dada por:

$$i_s = \frac{T_{on}}{T_p} i_a + \sum_{n=1}^{\infty} (2i_a/n) \text{Sen}(n\omega_o T_{on}/2) \text{sen}(n\omega_o t - n\omega_o T_{on}/2) \quad (1.23)$$

Nuevamente las amplitudes de las armónicas alcanzan su máximo valor cuando $T_{on} = T_p/2$.

Para usos posteriores, se ha asumido que i_s puede ser representada aproximadamente, por su valor promedio y la primer armónica de la expresión dada en la ecuación 1.23. De esta manera la corriente rms de la fuente es:

$$I_s = i_a \sqrt{(\overline{T_{on}/T_p})^2 + [(1.41/\pi * \text{Sen}(\omega_o T_{on}/2))]^2} \quad [A] \quad (1.24)$$

al valor promedio de i_s en la ecuación 1.23 es:

$$\overline{i_s} = \overline{T_{on}/T_p} * \overline{i_a} \quad [A] \quad (1.25)$$

De las ecuaciones 1.15a y 1.25 puede entonces decirse que:

$$P_a = \overline{v_t} * \overline{i_a} = \overline{T_{on}/T_p} * \overline{V} * \overline{i_a} = \overline{V} * \overline{i_s} = P_{in} \quad [W] \quad (1.26)$$

1.3.4. Troceador Clase " B "

Un troceador clase B, permite enviar hacia la fuente DC, la energía que está presente en los terminales de un motor regenerativo. Pueden ser formado por los componentes del troceador clase A, dispuestos en forma diferente. De este modo en un sistema en el cual exista un intervalo de tiempo de conmutación considerable entre el paso de un troceador clase A, a un troceador clase B, los componentes y circuitos de control del convertidor clase A serán suficientes para ambos propósitos. Una aplicación típica es el troceador que alimenta a un tren subterráneo.

El circuito de potencia básico para una operación clase B es presentado en la figura 1-5. Los símbolos y direcciones de referencia de las variables son las mismas que en la figura 1-12.

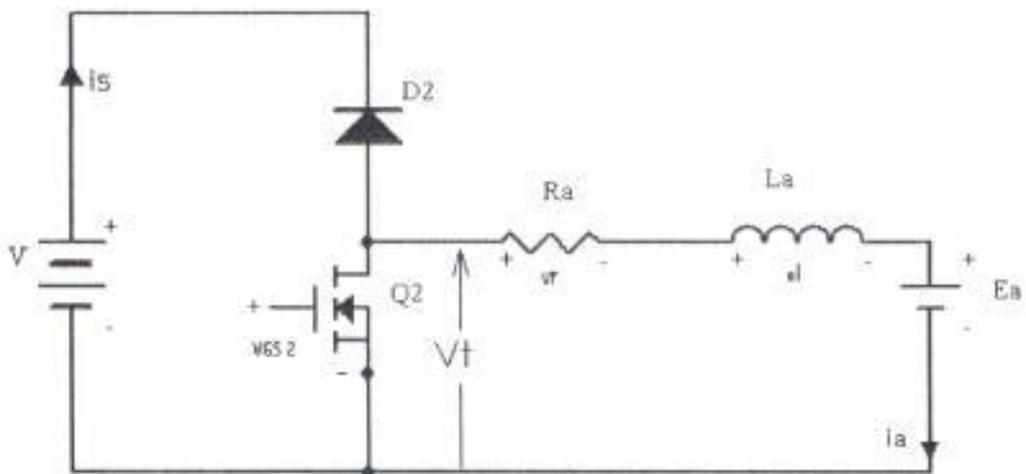


Figura 1-15 Circuito de potencia básico de un Troceador B.

De esta manera el sistema está operando en el segundo cuadrante del diagrama $v_t - i_a$ y, como se puede observar en la figura 1-16. La operación con corriente discontinua es posible, pero nuevamente solo la operación con corriente continua en estado estable es analizada.

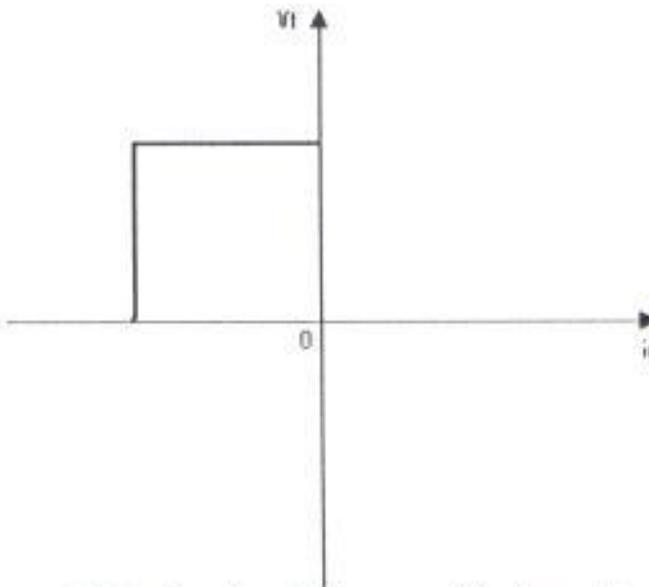


Figura 1-16 Cuadrante de operación de un Troceador B.

Si el transmisor Q2 está apagado y $V > E_a$, i_a e i_s son iguales a cero. Por lo tanto el circuito es totalmente inactivo. Si Q2 es encendido y apagado a intervalos regulares, de periodo T_p , la fuerza electromotriz almacena energía en la inductancia, L_a , cuando Q2 está conduciendo y parte de esta energía almacenada es entregada a la fuente V a través de D2, cuando Q2 se abre.

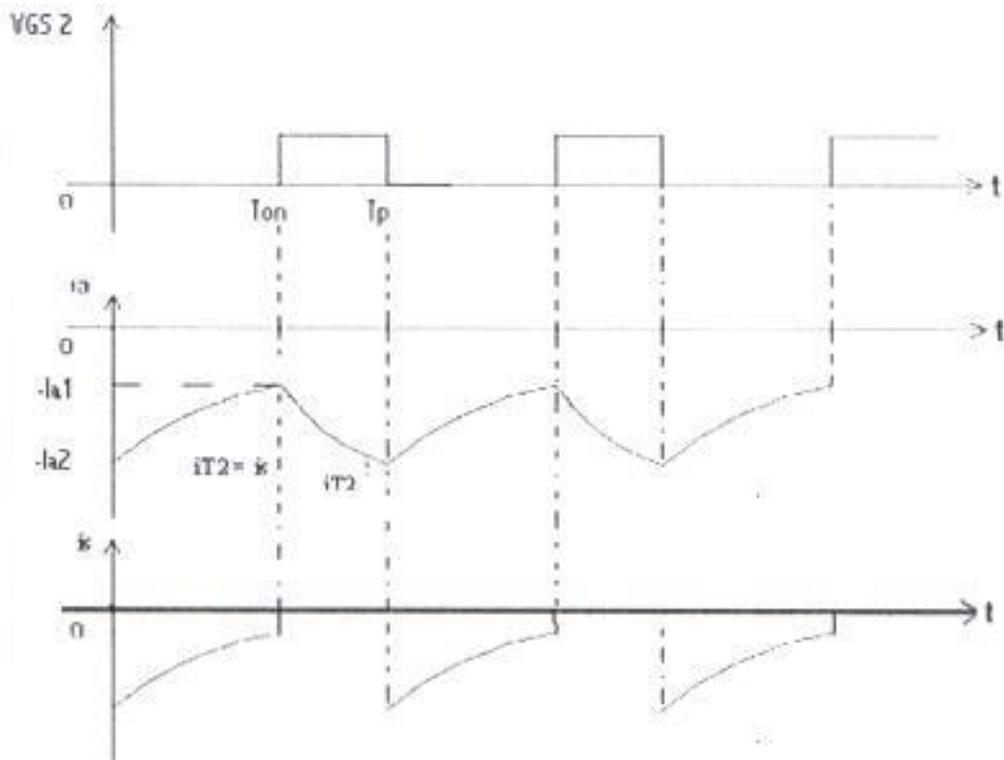


Figura 1-17 Formas de onda de un Troceador B.

Si la señal de control para Q2 es como las que se presenta en la figura 1-17, la operación del circuito puede ser analizada para obtener las formas de onda de las otras variables. Por razones que serán descritas cuando el troceado clase C sea presentado, el intervalo durante el cual D2 conduce es designado T_{on} . De esta manera un ciclo de operación comienza en el instante que Q2 es conmutado, $t = 0$ en la figura 1-17.

Cuando $t=0$, $i_a = -I_{a2}$ de magnitud negativa. Para el intervalo $0 < t < T_{on}$ D2 conduce. Durante este intervalo:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{R_a}{L_a} * i_a = \frac{V - E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.27)$$

Para las condiciones de estado inicial la solución de la ecuación 1-27, es:

$$i_a = [(V - Ea) / Ra] * (1 - e^{-t/\tau}) + I_{a2} * e^{-t/\tau} \quad [A] \quad (1.28)$$

A $t = T_{on}$, la alcanzó una magnitud i_{a1} , donde $i_{a2} < i_{a1} < 0$. Así, de la ecuación

1.28

$$I_{a1} = [(V - Ea) / Ra] * (1 - e^{-T_{on}/\tau}) + I_{a2} * e^{-T_{on}/\tau} \quad [A] \quad (1.29)$$

Q2 es encendido a $t = T_{on}$ y a T_{on}^+ , V_{ce2} es igual a cero e $i_a = i_{a1}$. Durante el intervalo $T_{on} < t < T_p$

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{Ra}{La} * i_a = -\frac{Ea}{La} \quad [A/s] \quad (1.30)$$

donde

$$t' = t - T_{on} \quad [s] \quad (1.31)$$

La solución de la ecuación 1.30 para las condiciones de estado inicial, es:

$$I_{a1} = -Ea/Ra * (1 - e^{-t/\tau}) + I_{a1} * e^{-t/\tau} \quad [A] \quad (1.32)$$

Al término del ciclo cuando $t=Tp$ o $t'=Tp-Ton$, ia debe haber regresado a su valor inicial, $ia2$. De la ecuación 1.32

$$I_{a2} = -Ea/Ra * (1 - e^{-(Tp-Ton)/\tau}) + I_{a1} * e^{-(Tp-Ton)/\tau} \quad [A] \quad (1.33)$$

Las ecuaciones 1.29 y 1.33 son idénticas a las ecuaciones 1.6 y 1.10. Por lo tanto ellas pueden ser resueltas simultáneamente, dando como resultado las ecuaciones 1.11 y 1.12. Se debe tener en cuenta que en este troceador las corrientes ia e is son siempre negativas y de esta forma la operación se lleva a cabo en el segundo cuadrante del diagrama $v_t - ia$.

El análisis de Fourier en la operación del troceador clase A, puede también ser utilizado para describir las formas de onda de las corrientes ia e ia de este troceador.

1.3.4. Troceador Clase " C "

Aunque para algunas aplicaciones, conmutado de una configuración clase A a una clase B, es un método satisfactorio de obtener frenado regenerativo, en otras una transición suave para obtener frenado es esencia. Esto es, por ejemplo, el caso frecuente de impulsores de máquinas herramientas. Una combinación de los circuitos de las figuras 1-12 y 1-15 provee el arreglo requerido y presentado en la figura 1-18.

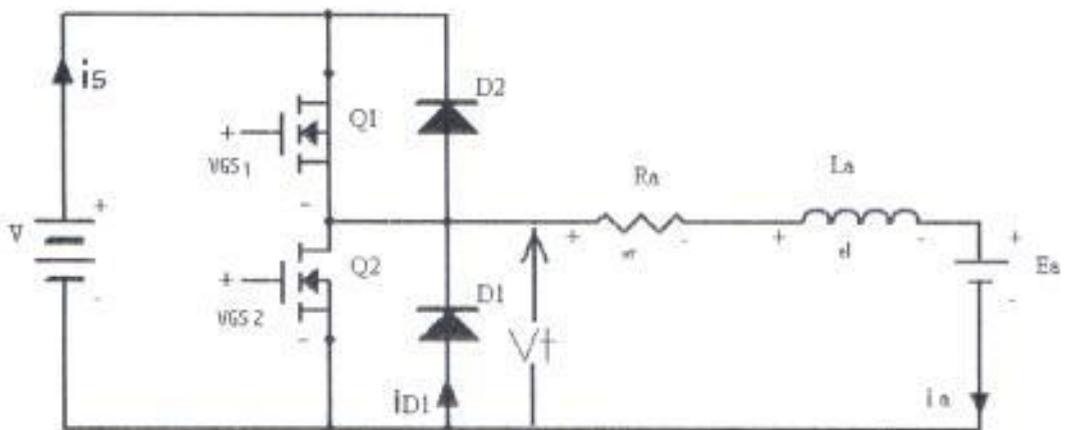


Figura 1-18 Circuito de potencia básico de un Troceador C.

En el circuito de la figura 1-18 cada uno de los MOSFET pueden ser conmutados inmediatamente que su señal de entrada ha sido quitada. Debe tenerse muy en cuenta que los dos MOSFET no pueden ser encendido simultáneamente puesto que cortocircuitarían los terminales de la fuente de alimentación. Ellos son encendidos

alternadamente como se puede apreciar en las formas de onda de la figura. 1-20. Un corto intervalo de tiempo, (típicamente alrededor de 100 us), entre quitar una señal y aplicar otra, ofrecerá tiempo necesario para que el elemento conmutado recupere su capacidad de bloqueo directo, (inapreciable en la escala de tiempo).

Para la operación en el primer cuadrante, Q1 y D1 realiza las funciones discutidas en 1.3.1. y si la corriente de armadura promedio i_a es bastante alta Q2 y D2 no conducirán, aunque Q2 reciba la señal de excitación. Las formas de onda de v_t e i_a para este caso son presentadas en la figura 1-14b.

El cuadrante en el que opera este troceador se muestra en la figura 1-19.

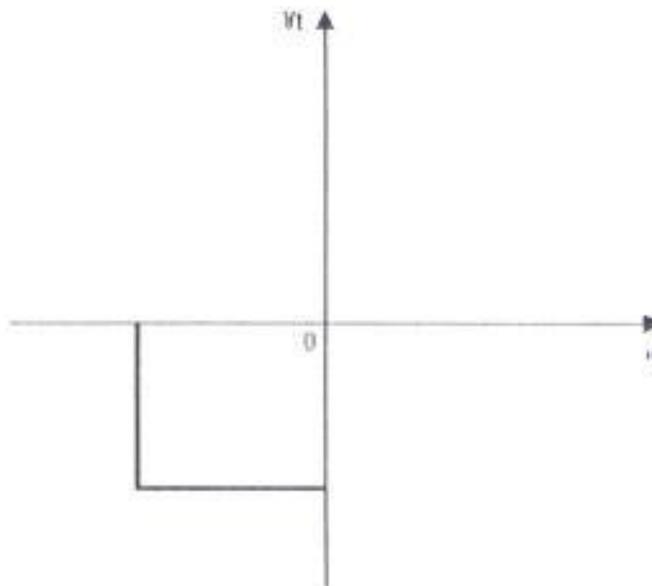


Figura 1-19 Cuadrante de operación de un Troceador C.

Para la operación en el segundo cuadrante Q2 y D2 realizan las funciones discutidas en la sección 1.3.2 y si la corriente de carga, i_a , tiene un valor negativo suficientemente grande, Q1 y D1 no conducirán, aunque Q1 reciba señal de excitación. Las formas de onda de v_t e i_a para este caso son presentadas en la figura 1-20.

Se puede obtener corriente discontinua. Para que ésta forma de operación ocurra, como en el caso del troceador reductor de único cuadrante, se deben encontrar los parámetros del circuito y el valor de T_{on} . Sin embargo, la corriente en el troceador clase C no puede ser discontinua porque bajo las características antes mencionadas Q2 y D2 deben siempre conducir una parte del ciclo. Cuando la corriente en D1 cae a cero, la FEM E_a genera corriente negativa a través de Q2 almacenando energía en la inductancia L_a . Cuando Q2 es apagado la energía almacenada induce una Fem negativa, el, la que en nexo con E_a devuelve energía a la fuente V , hasta que la corriente negativa llega a cero y la energía en la inductancia L_a es agotada.

A partir de este momento la corriente de carga i_a se convierte en positiva, circulando a través de Q1. En la figura 1-20 se indica la forma de onda de la corriente y el elemento del circuito por el cual circula en cada instante. Además se incluye la forma de onda de la corriente de fuente, i_s .

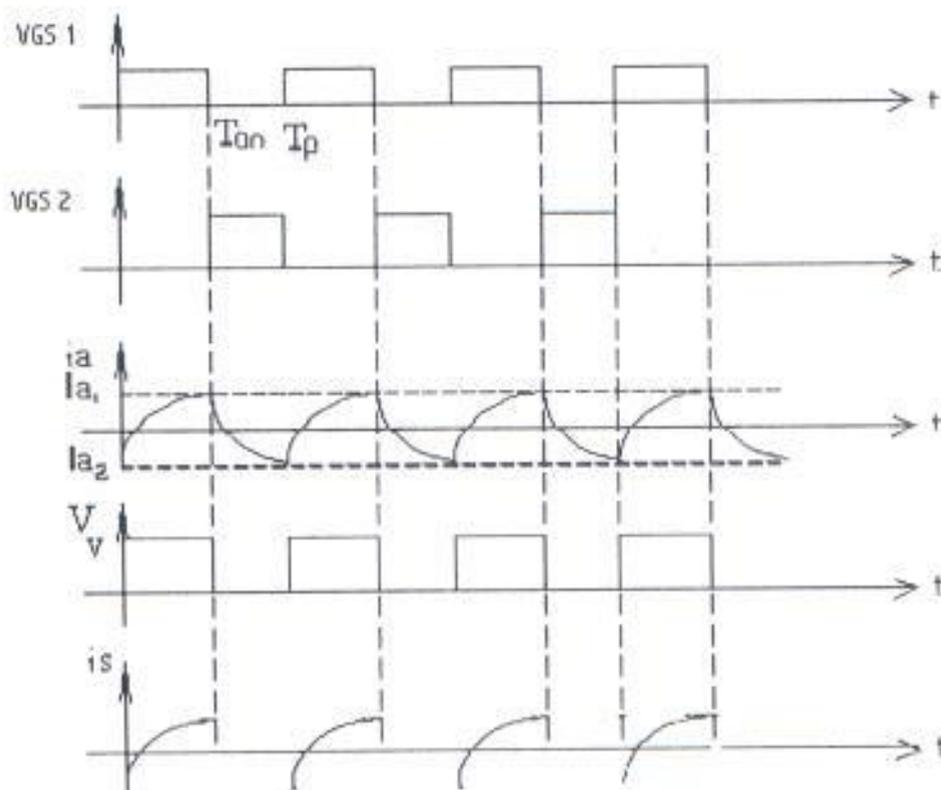


Figura 1-20 Formas de onda de un Troceador C.

El análisis de la sección 1.3.1 puede ser aplicado directamente a este troceador de dos cuadrantes, considerando además, que i_{a1} e i_{a2} pueden ser positivas o negativas en las ecuaciones 1.11 y 1.12. El cuadrante en que el convertidor está operando, puede ser determinado por la ecuación 1.15a, que expresa:

$$\bar{v}_t = V * T_p / t_{on} \quad [V] \quad (1.34)$$

Si $v_t > E_a$ entonces, $i_a > 0$ y la energía neta es entregada a la armadura del circuito. Si por el contrario, $v_t < E_a$, entonces $i_a < 0$ y la energía neta fluye hacia la fuente V. Cuando $T_{on} = T_p$ y Q1 conduce continuamente:

$$\bar{i}_a = |i_{a1}| = |i_{a2}| = (V - E_a) / R_a \quad [A] \quad (1.35)$$

Cuando $T_{on} = 0$ y Q2 conduce continuamente.

$$\bar{i}_a = |i_{a1}| = |i_{a2}| = -E_a / R_a \quad [A] \quad (1.36)$$

Este es un estado en el cual toda la energía regenerada es disipada en la resistencia del circuito de armadura y cualquier otra adicional que se encuentre en este circuito, como una bobina de choque que compensa la pérdida de inductancia en la armadura del motor cuando este trabaja a altas velocidades y además reduce los cambios bruscos de corriente en un intervalo de tiempo muy reducido (di/dt).

Dado que los MOSFET y diodos son considerados ideales expresamos lo siguiente:

$$V * \bar{i}_s = v_t * \bar{i}_a \quad [W] \quad (1.37)$$

El resultado del análisis de Fourier obtenido puede también ser aplicado al convertidor clase C.

1.3.4. Troceador Clase "D"

El circuito básico de poder del Troceador clase D es presentado en la figura 1-21. No existe ventaja al usar este convertidor como una fuente para alimentar el circuito de armadura de un motor DC, puesto que para este propósito se utilizan los troceadores clase A, B o E (uno, dos o cuatro cuadrantes).

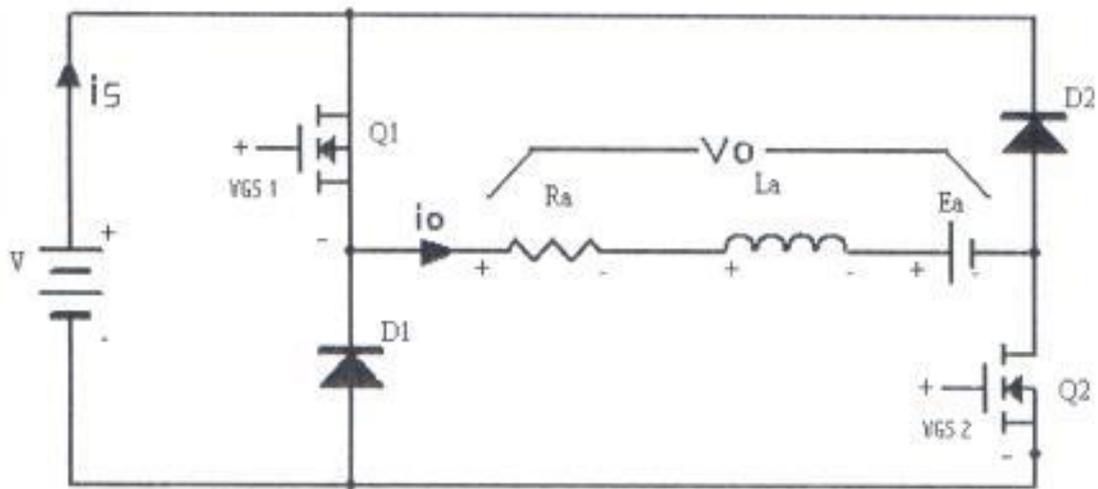


Figura 1-21 Circuito de potencia básico de un Troceador D.

Sin embargo su ventaja se manifiesta al controlar la corriente de campo de una máquina de corriente continua o síncrona, cuando se requiere cambios rápidos de corriente, puesto que este Troceador es capaz de cortocircuitar su circuito de carga y rápidamente reducir la corriente de campo. En la figura 1-22 se ilustra el cuadrante en el cual opera este tipo de Troceador.

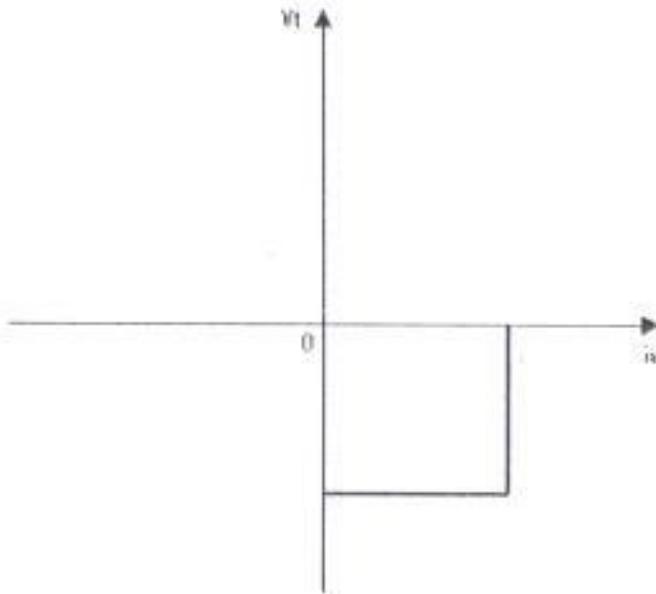


Figura 1-22 Cuadrante de operación de un Troceador D.

También es usado como fuente DC para otros convertidores, como las inversiones. Aunque se incluye en la figura 1-20 una fuente de Fem, en el circuito de carga, puede esta no ser una Fem presente.

La operación del circuito puede entenderse de mejor manera, con la ayuda de las formas de onda presentadas en la figura 1-23 a y b. Podrá notarse que los dos MOSFET son encendidos alternadamente con sus señales terminando en puntos fijos sobre el eje de tiempo y empezando en puntos controlables; El tiempo de retardo para Q1 es designado T. Si ambos MOSFET son encendidos continuamente la corriente de carga alcanza una magnitud constante expresada por:

$$i_o = (V - E) / R \quad [A] \quad (1.38)$$

Tenemos dos modos de operación: una para el cual $T < T_p / 2$ con las dos señales de excitación trasladadas; el otro para el cual $T > T_p / 2$ y solo un transistor es encendido en cualquier instante. Estos modos de operación son analizados para el caso de corriente continua i_o , aunque cada un de los casos anteriores puede resultar en corriente discontinua.

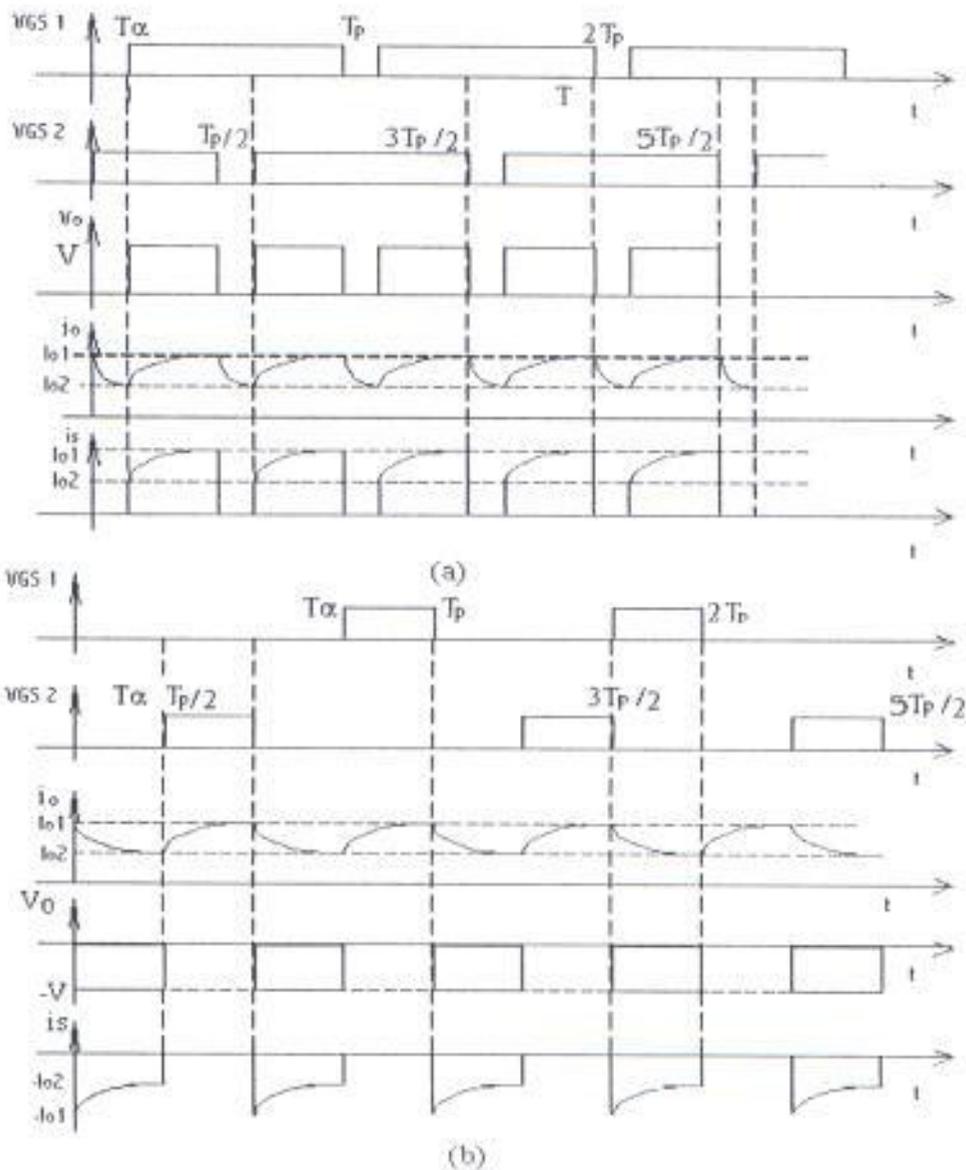


Figura 1.23 Formas de onda de un Troceador D.

Modo 1 de Operación: $T\alpha < T_P / 2$.

En este modo es necesario que $V > E$ para que exista una operación en estado estable. Cuando ambos transistores están encendidos el voltaje de la fuente V es aplicado al circuito de carga y la corriente i_o se incrementa. Cuando solo un Mosfet está encendido, este y los diodos cortocircuitan la carga y proporcionando un camino en el cual parte de la energía almacenada en la inductancia L puede ser disipada, manteniendo una corriente de carga i_o decreciente. Puesto que un ciclo de las variables del circuito de carga toma lugar en $T_P/2$, dos intervalos serán considerados. El primero es un intervalo $0 < t < T\alpha$. Hemos asumido corriente continua; por lo tanto a $t=0$ tenemos $i_o = I_{o1}$. Solo Q_2 está encendido y consecuentemente la corriente fluye a través de Q_2 y D_1 ; la ecuación para la malla del circuito es:

$$Ri_o + L * \frac{di_o}{dt} + E = 0 \quad [V] \quad (1.39)$$

Para las condiciones de estado inicial

$$i_o = -E/R * (1 - e^{-t/\tau}) + I_{o1} * e^{-t/\tau} \quad [V] \quad 0 \leq t \leq T\alpha \quad (1.40)$$

Donde

$$\tau = L/R \quad (1.41)$$

A $t = T_{\alpha}$, $i_o = i_{o2}$ y la sustitución en la ecuación 1.40 da:

$$i_{o2} = -E/R * (1 - e^{-T_{\alpha}/\tau}) + i_{o1} * e^{-T_{\alpha}/\tau} \quad [A] \quad (1.42)$$

El segundo intervalo es $T_{\alpha} < t < T_p/2$, donde

$$t' = t - T_{\alpha} \quad (1.43)$$

Ambos MOSFET están encendidos; consecuentemente:

$$Ri_o + L * \frac{di_o}{dt} + E = V \quad [V] \quad (1.44)$$

Y las condiciones de estado inicial para este intervalo.

$$i_o = [(V - E)/R] * (1 - e^{-t'/\tau}) + i_{o2} * e^{-t'/\tau} \quad [A] \quad (1.45)$$

Donde

$$T_{\alpha} \leq t \leq T_p/2 \quad (1.46)$$

A $T = T_p/2$ o $t' = T_p/2 - T_{\alpha}$, $i_o = i_{o1}$ y la sustitución en la ecuación. 1.46

tenemos:

$$i_{o1} = [(V - E)/R] * (1 - e^{-(T_p/2 - T_{\alpha})/\tau}) + i_{o2} * e^{-(T_p/2 - T_{\alpha})/\tau} \quad (1.47)$$

La ecuación 1.42 y 1.47 pueden ser resueltas simultáneamente, dando como resultado:

$$I_{o1} = \frac{V^* (1 - e^{-(Tp/2 - T\alpha)/\tau})}{R^* (1 - e^{-(Tp/2\tau)})} - E/R \quad [A] \quad (1.48)$$

$$I_{o2} = \frac{V^* (e^{Tp/2 - T\alpha} - 1)}{R^* (e^{Tp/2\tau} - 1)} - E/R \quad [A] \quad (1.49)$$

Modo de Operación 2: $Tp/2 < T < Tp$

Para poder operar en estado estable en este modo es necesario que $E < 0$ y $-E > V$. De esta manera no es posible operar en estado estable con un circuito de carga pasiva como los devanados de campo de una máquina DC.

Los dos Mosfet no son encendidos simultáneamente. Cuando uno es encendido los terminales del circuito de carga son cortocircuitados y la corriente de carga se reforzará dado que $E < 0$. Cuando ningún Mosfet está encendido, los dos diodos conducen y el circuito de carga entrega energía a la fuente V . Consideremos dos intervalos el primero es $0 < t < T\alpha - Tp/2$.

en $t = T_p/2$ o $t' = T_p - T_p/2$, $i_o = i_{o1}$ y la sustitución en la ecuación 1.55 da:

$$i_{o1} = -E/R * (1 - e^{-(T_p - T_p/2)/\tau}) + i_{o2} * e^{-(T_p - T_p/2)/\tau} \quad (1.56)$$

Las ecuaciones 1.52 y 1.56 pueden ser resueltas simultáneamente para dar:

$$i_{o1} = -\frac{V * (e^{(T_p/2 - T_p/2)/\tau} - 1)}{R * (e^{T_p/2\tau} - 1)} - \frac{E}{R} \quad (1.57)$$

$$i_{o2} = -\frac{V * (1 - e^{-(T_p/2 - T_p/2)/\tau})}{R * (1 - e^{-T_p/2\tau})} - \frac{E}{R} \quad (1.58)$$

Potencia de Fuente y Circuito de Carga.

Las formas de onda de v_o mostradas en las figuras 1-23 a y b, pueden ser descritas por la serie de Fourier como:

$$v_o = \overline{v_o} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{Sen}(n\omega_o t + \theta_n) \quad [V] \quad (1.59)$$

Donde n es un entero positivo y ω_o es definido por:

$$\omega_o = 4\pi / T_p \quad (1.60)$$

La definición en la ecuación 1.59 es basada en el hecho de que un ciclo de v_o toma lugar en $T_p / 2$.

El valor promedio de v_o en el primer caso es;

$$\overline{v_o} = (1 - 2T\alpha / T_p) * V \quad [V] \quad (1.61)$$

Por los métodos usuales

$$a_n = (4V / n\pi) \text{Cos}[n\omega_o(T_p/2 + T\alpha)/2] \text{Sen}[n\omega_o(T_p/2 - T\alpha)/2] \quad (1.61a)$$

$$b_n = (-4V / n\pi) \text{Sen}[n\omega_o(T_p/2 + T\alpha)/2] \text{Sen}[n\omega_o(-T_p/2 + T\alpha)/2] \quad (1.61b)$$

$$c_n = 4V / n\pi * \text{Sen}2n\pi T\alpha / T_p \quad [V] \quad (1.62)$$

$$\theta_n = \pi/2 - n\omega_o(T\alpha + T_p/2)/2 \quad [\text{rad}] \quad (1.63)$$

La amplitud de la frecuencia fundamental en la forma de onda de v_o , es:

$$C_1 = 4V / \pi * \text{Sen}\omega_o T\alpha / 2 \quad (1.64)$$

$$C_1 = 4V / \pi * \text{Sen}2\pi T\alpha / T_p \quad [V] \quad (1.65)$$

La amplitud de C_1 tiene su máximo valor cuando, $\omega_o T = \pi$ o 3π , esto es, $T\alpha / T_p = 0.25$ o 0.75 . El segundo valor en cada uno de los casos, corresponde a una operación en el cuarto cuadrante, como se ha ilustrado en la figura 1-23b.

El valor promedio de la corriente de carga es:

$$\bar{i}_o = (\bar{v}_o - E) / R \quad (1.66)$$

$$\bar{i}_o = [V * (1 - 2T\alpha / T_p) - E] / R \quad (1.67)$$

Asumiendo que $\omega_o L \gg R$, el valor RMS de la componente fundamental de la corriente es:

$$I_1 = \sqrt{8} * V / \pi \omega_o L \text{Sen} 2\pi T \alpha / T_p \quad (1.68)$$

$$I_1 = V * T_p / \sqrt{2} * \pi^2 * L \text{Sen} 2T \alpha / T_p \quad (1.69)$$

La corriente de carga RMS, con buena aproximación es:

$$I_r = \sqrt{i_o^2 + I_1^2} \quad (1.70)$$

Asumiendo que i_o es de magnitud constante i_o , la forma de onda de la corriente de fuente i_s es similar a la de v_o , teniendo los pulsos de i_s una magnitud igual a i_o . Esta forma de onda puede por lo tanto ser analizada por el método anteriormente usado, para la forma de onda de v_o . Así, por analogía con la ecuación 1.61, tenemos:

$$\overline{i_s} = (1 - 2T \alpha / T_p) * i_o \quad (1.71)$$

y la potencia de salida es:

$$P_s = \overline{v_o} * \overline{i_o} = (1 + 2T \alpha / T_p) * V i_o = V * i_s = P_{en} \quad (1.72)$$

1.3.5. Troceador Clase "E"

El circuito de potencia básico de un troceador que puede operar en todos los cuatro cuadrantes del diagrama v_t-i_a , es presentado en la figura 1-24 y el cuadrante en el cual opera se muestra en la figura 1-25.

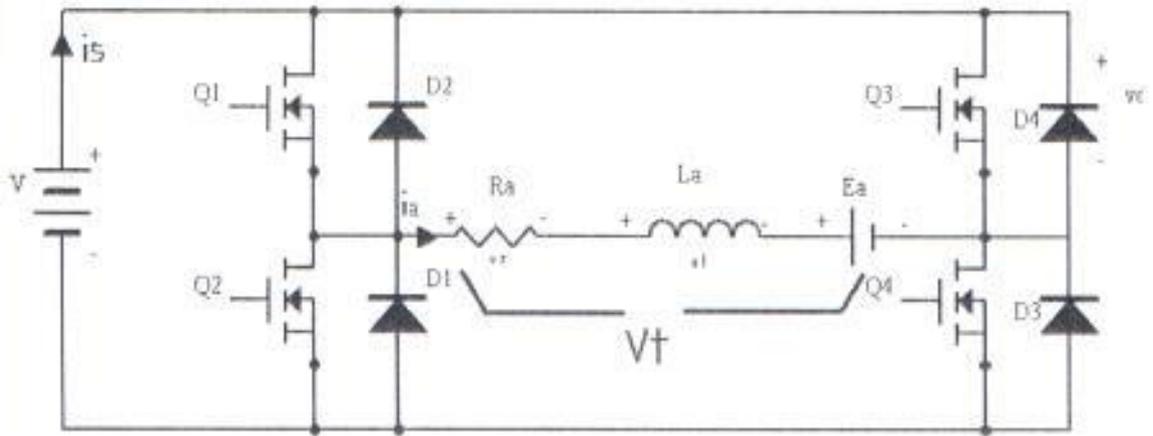


Figura 1-24 Circuito de potencia básico de un Troceador E.

Si Q4 es encendido continuamente, el par de elementos Q4 y D4 conectados en antiparalelo constituyen un cortocircuito. El transistor Q3 no puede ser encendido al mismo tiempo que Q4, puesto que cortocircuitaría a la fuente V. Además, puesto que bajo estas condiciones, la diferencia de potencial del diodo D4 es siempre negativa, el par de elementos Q3 y D4 es equivalente a un circuito abierto. El tener encendido continuamente Q4 produce un circuito

equivalente al de la figura 1-20 posibilitando de esta manera la operación en el primero y segundo cuadrante.

Si por el contrario, el transistor de unión bipolar Q2, es continuamente encendido, resulta el circuito equivalente presentando en la figura 1-24. En este circuito v_t es negativo produciéndose la operación en el tercero y cuarto cuadrante.

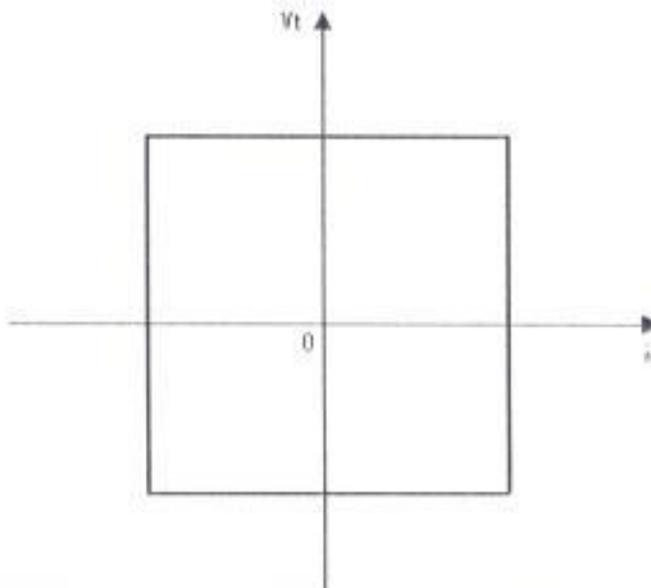


Figura 1-25 Cuadrante de operación de un Troceador E.

El análisis de la sección 1.1.3 puede ser aplicado a este convertidos, cuando trabaja en el primero segundo cuadrante o en el tercero-cuarto cuadrante.

Capítulo 2

2. EL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA.

2.1. Generalidades.

Un motor DC es una máquina que recibe energía eléctrica continua y entrega potencia mecánica en su eje.

Hay varias razones para la popularidad actual de los motores de CC. Una de ellas es que los sistemas de potencia de CC aún son comunes en carros, camiones y aviones.

Otra aplicación para los motores de CC es en los casos en donde se requieran amplias variaciones de velocidad. Son excelentes en las aplicaciones de control de velocidad para máquinas herramientas debido a que son más eficientes para altas potencias que los

motores de corriente alterna y presentan altos valores de torque en el arranque. El costo de control es más económico comparado con los de corriente alterna. Si no hay disponible una fuente de CC, se pueden utilizar rectificadores de estado sólido y circuitos troceadores, para crear la potencia necesaria.

2.2. Constitución de las Maquinas de CC.

La estructura física de la máquina consta de dos partes: el estator o parte estacionaria y el rotor o parte giratoria. La parte estacionaria de la máquina consta de *carcaza*, que provee el soporte físico y las *piezas polares* que se proyectan hacia adentro suministran un trayecto para el flujo magnético de la máquina.

Los extremos de las piezas polares que están cerca del rotor se extienden sobre la superficie de éste, para distribuir igualmente el flujo sobre la superficie. Estos extremos se denominan *zapatas del polo*. La superficie expuesta de la zapata del polo se llama *cara del polo* y la distancia entre la cara del polo y el rotor se llama *intervalo de aire o entrehierro*.

Hay dos embobinados principales en una máquina de CC; los embobinados del inducido y los de los inductores. Los *embobinados del inducido* se definen como aquellos en los que se induce un

voltaje (localizados en el rotor), y los *embobinados inductores* se definen los que producen el flujo magnético principal en la máquina (localizados en el estator).

2.2.1. Polos y carcaza.

Los polos principales de las máquinas de CC antiguas eran hechos con frecuencia de una sola pieza de metal fundido, con los embobinados inductores envueltos a su alrededor. Desde que los accionamientos de estado sólido se volvieron tan comunes, los polos principales de las máquinas más nuevas se fabrican completamente de material laminado.

Las caras polares se caracterizan por ser o *achaflanadas* o *excéntricas*, esta acción incrementa la reluctancia en los extremos de la cara polar y por tanto disminuye el efecto de concentración del flujo de la reacción de inducido en la máquina.

Los polos auxiliares de las máquinas de CC van localizados entre los polos principales y se hacen cada vez más frecuentemente de construcción laminada, por razón de los mismos problemas que se presentan en los polos principales.

2.2.2 Rotor e inducido

El rotor o inducido de una máquina de CC consta de un eje fresado de una barra de acero, con un núcleo construido sobre él. El núcleo se compone de varias láminas troqueladas en una plancha de acero, con ranuras a lo largo de su superficie exterior para sostener los embobinados del inducido o armadura. El colector se construye sobre el eje del rotor en un extremo del núcleo. Las bobinas del inducido se colocan en las ranuras del núcleo y sus extremos se conectan a los segmentos colectores.

2.2.3. Colector y escobillas.

El *colector* en una máquina de CC se caracteriza porque se construye de láminas de cobre aisladas por un tipo de material similar a la mica. Las láminas de cobre se hacen lo suficientemente gruesas como para permitirles tener un desgaste normal durante la vida del motor.

Las *escobillas* de la máquina se hacen de carbón, grafito, grafito metálico o una mezcla de carbón y grafito. Tienen una alta conductividad para reducir las pérdidas eléctricas y un bajo coeficiente de fricción para reducir el desgaste excesivo.

2.3 Clases de Motores de CC.

Por supuesto, los motores de CC se accionan desde una fuente de alimentación de CC. A menos que se especifique otra cosa, *el voltaje de entrada en un motor de CC se supone constante*, ya que tal suposición simplifica el análisis de los motores y la comparación entre diferentes tipos de ellos.

En la figura 2-01 se muestran una clasificación general de los motores de corriente continua.

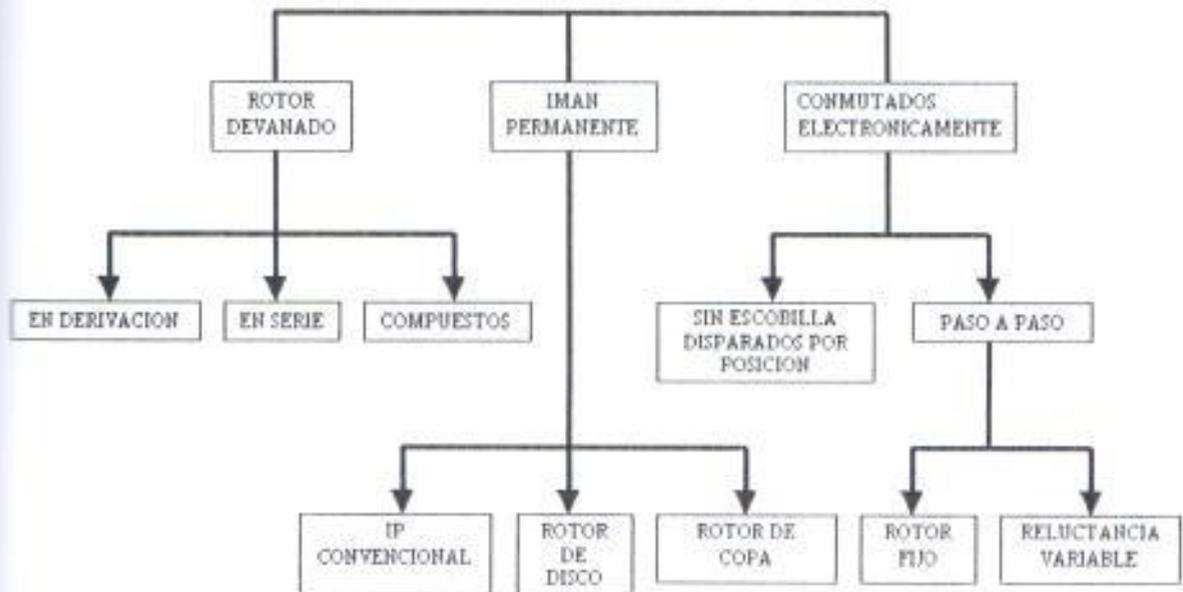


Figura 2-01 Tipos de motores de corriente continua

Los motores más utilizados para el control de velocidad usando el método de troceo DC son:

1. Motor de CC con excitación independiente.
2. Motor de CC de imán permanente

2.4. Circuito Equivalente de un Motor de CC.

En la figura 2-02 aparece el circuito equivalente de un motor de CC. Obsérvese que la corriente fluye hacia dentro del circuito de inducido de la máquina.

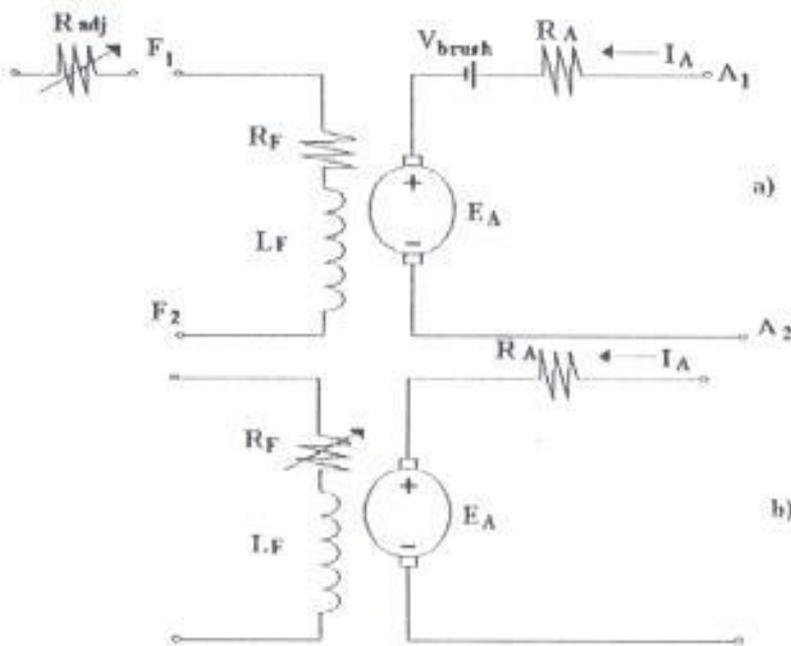


Figura 2-02 a) Circuito equivalente de un motor de CC. b) Circuito equivalente simplificado de un motor de CC.

El voltaje generado en el interior de esta máquina está dado por la ecuación.

$$E_A = k \phi \omega \quad (2.1)$$

y el momento de torsión inducido por la máquina está dado por

$$\tau_{ind} = k \phi I_A \quad (2.2)$$

Estas dos ecuaciones, la ecuación de la ley de voltaje de Kirchhoff del circuito de la armadura y la curva de magnetización de la máquina son todas las herramientas necesarias para analizar el comportamiento y el desempeño de un motor de CC.

2.5. Motor de CC con Excitación Independiente y Motor de CC en Derivación.

En la figura 2-03 se muestra el circuito equivalente de un motor de CC con excitación externa, y en figura 2-04 aparece el circuito equivalente de un motor de CC en derivación. Un motor de CC con excitación externa es aquel cuyo circuito de campo lo abastece una fuente de alimentación de voltaje constante, mientras que un motor en derivación es aquel cuyo circuito de campo obtiene su potencia directamente a través de los terminales del inducido del motor. Cuando la tensión de suministro a un motor se supone constante, no hay diferencia práctica en el comportamiento de estas dos máquinas.

A menos que se especifique otra cosa, cada vez que se describa el comportamiento de un motor en derivación se incluirá también el motor con excitación externa.

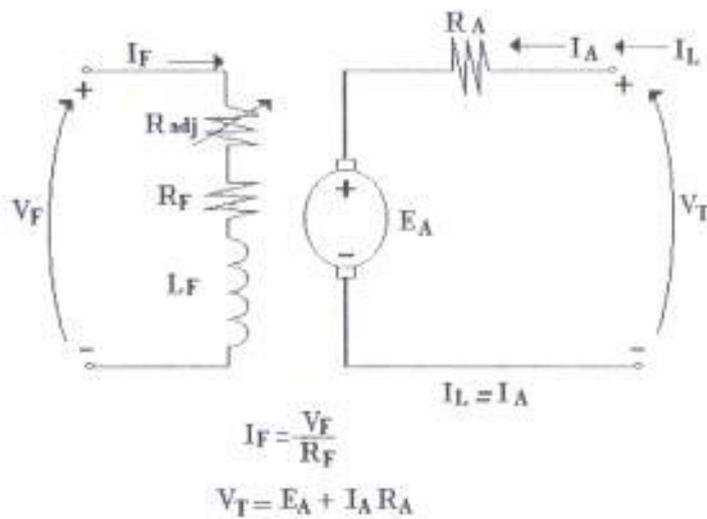


Figura 2-03 Circuito equivalente de un motor de CC con excitación externa.

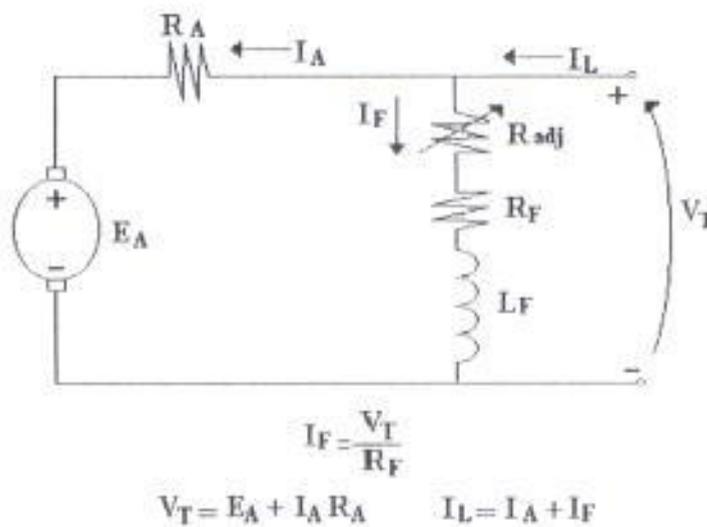


Figura 2-04 Circuito equivalente de un motor de CC en derivación.

La ecuación de la ley de voltaje de Kirchhoff (LVK) para el circuito del inducido de estos motores es:

$$V_T = E_A + I_A R_A \quad (2.3)$$

Obsérvese que en comparación con la ecuación de la LVK para un generador de CC el signo de la caída de voltaje a través de la resistencia R_A se ha invertido puesto que se ha invertido la dirección del flujo de corriente de la máquina.

2.5.1. Característica terminal de un motor de CC.

Una característica terminal de una máquina es una gráfica de las cantidades de salida de la máquina versus cada una de las demás. Para un motor, las cantidades de salida son el momento de torsión sobre el eje y la velocidad, por tanto la característica terminal de un motor es una gráfica de su *momento de torsión versus velocidad* de salida.

Cuando se aumenta la carga sobre el eje de un motor, el momento de torsión de la carga τ_{carga} , excederá el momento de torsión inducido τ_{ind} , en la máquina, y el motor comenzará a disminuir la marcha.

Cuando disminuye la marcha del motor, su voltaje generado disminuye ($E_A = k \phi \omega$), y en consecuencia la corriente del inducido en el motor $I_A = (V_T - E_A)/R_A$ aumenta.

A medida que se eleva la corriente de inducido, el momento de torsión inducido igualará al momento de torsión de la carga a una menor velocidad mecánica de rotación ω .

La característica de salida de un motor de CC en derivación puede derivarse del voltaje inducido y la ecuaciones de momento del motor más la ley de voltaje de Kirchhoff.

La ecuación de LVK para un motor en derivación es:

$$V_T = E_A + I_A R_A$$

El voltaje inducido $E_A = k \phi \omega$, por tanto

$$V_T = k \phi \omega + I_A R_A \quad (2.4)$$

Puesto que $\tau_{ind} = k \phi I_A$, la corriente I_A puede expresarse como:

Al combinar la ecuaciones se obtiene

$$I_A = \frac{\tau_{ind}}{K \phi} \quad (2.5)$$

Finalmente, al resolver para la velocidad del motor se produce:

$$V_T = K\phi\omega + \frac{\tau_{ind}}{K\phi} R_A \quad (2.6)$$

$$\omega = \frac{V_T}{K\phi} - \frac{R_A}{(K\phi)^2} \tau_{ind} \quad (2.7)$$

Esta ecuación es precisamente una línea recta con una pendiente negativa. La característica momento de torsión-velocidad resultante de un motor CC con excitación externa aparece en la figura 2-05.

Es importante tener que, para que la velocidad del motor varíe linealmente con el momento de torsión, los demás términos de esta expresión deben ser constantes mientras la carga varía. El voltaje terminal suministrado por la fuente de potencia de CC se supone constante; si no lo es, entonces las variaciones de voltaje afectarán la forma de la curva momento de torsión-velocidad.

Otro efecto interno del motor que también puede afectar la forma de la curva momento de torsión-velocidad es la reacción de inducido. Si el motor tiene reacción de inducido, entonces a medida que aumenta su carga los efectos de debilitamiento

del flujo reducen su flujo. Como muestra la última ecuación, el efecto de una reducción de flujo es aumentar la velocidad del motor a cualquier carga dada más allá de la velocidad que tendría sin reacción de inducido.

La característica momento de torsión-velocidad de un motor de CC con reacción de inducido aparece en la figura 2-06. Si un motor tiene embobinados de compensación, por supuesto no habrá problemas de debilitamiento de flujo en la máquina, y el flujo en la misma será constante.

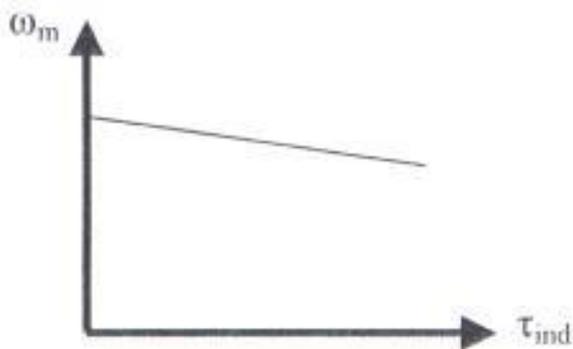


Figura 2-05 Característica momento de torsión-velocidad de un motor de CC con excitación externa con embobinados de compensación para eliminar la reacción de inducido.

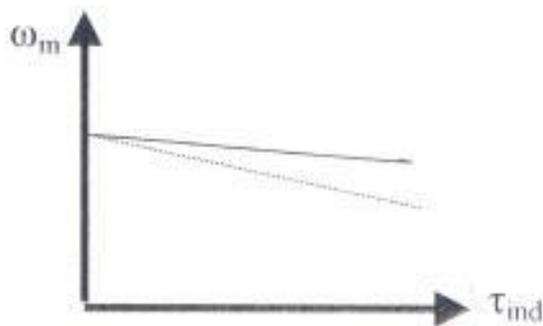


Figura 2-06 Característica momento de torsión-velocidad de un motor que presenta reacción de inducido.

2.6. Control de velocidad de los motores de CC.

Para controlar la velocidad de un motor de CC existen dos métodos clásicos. Las dos maneras comunes como puede controlarse la velocidad de una máquina de CC son:

1. Ajustando la resistencia de campo R_F .
2. Ajustando el voltaje terminal aplicado al inducido.

2.6.1. Cambio de la resistencia de campo.

Para comprender lo que ocurre cuando se cambia la resistencia de campo de un motor CC, suponga que aumenta el valor de la resistencia de campo y observe la respuesta.

Si aumenta la resistencia de campo, entonces la corriente de campo disminuye ($I_F \downarrow = V_T / R_F \uparrow$) y a medida que decrece la corriente de campo, el flujo ϕ también se reduce. Una disminución del flujo ocasiona una reducción instantánea del voltaje interno generado. $E_A (= K\phi\omega)$ la cual ocasiona un gran incremento de la corriente de inducido de la máquina, ya que

$$I_A \uparrow = \frac{V_T - E_A}{R_A} \quad (2.8)$$

El momento inducido es un motor está dado por $\tau_{ind} = k\phi I_A$. Puesto que el flujo ϕ en esta máquina disminuye mientras que la corriente I_A aumenta.

De este modo, una disminución de 1% en el flujo produce un aumento del 49% en la corriente de inducido. Tenemos entonces que para volver al análisis inicia, el aumento de la corriente predomina sobre la disminución del flujo, y el momento inducido se eleva:

$$\tau_{ind} = K\phi I_A \quad (2.9)$$

Puesto que $\tau_{ind} > \tau_{carga}$, las velocidades del motor crecen.

No obstante, a medida que éstas crecen, el voltaje interno generado E_A se eleva, ocasionando el descenso de I_A . A medida que desciende I_A , el momento inducido τ_{ind} desciende también y finalmente τ_{ind} otra vez iguala a τ_{carga} a una mayor velocidad de condición estable que la que se tenía originalmente.

El efecto de incrementar la resistencia de campo en la característica de salida de un motor en derivación se muestra en la figura 2-07. Obsérvese que a medida que disminuye el flujo en la máquina aumenta la velocidad del motor en vacío, mientras se hace más empinada la pendiente de la curva momento de torsión-velocidad. Naturalmente, la disminución de R_f invertiría todo el proceso y rebajaría la velocidad del motor. A continuación indicamos lo dicho anteriormente en las figuras siguientes.

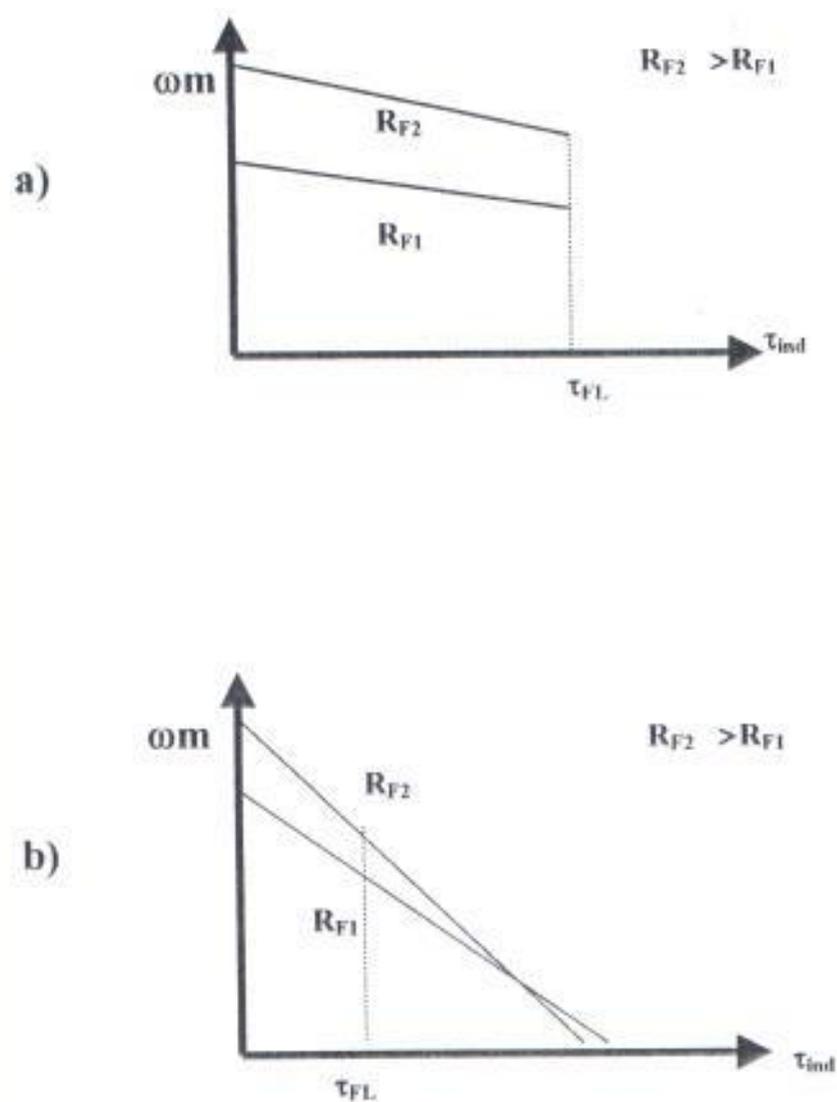


Figura 2-07 Efecto de control de velocidad por resistencia de Campo sobre la característica momento-velocidad de un motor de CC.
 a) Sobre el rango de operación normal.
 b) Sobre el rango total desde la condición de vacío hasta las condiciones de parada del motor.

2.6.2. Cambio de voltaje del inducido.

La segunda forma de control de velocidad tiene que ver con el cambio del voltaje aplicado al inducido del motor sin cambiar el voltaje aplicado al campo. Para este tipo de control se necesita una conexión semejante a la de la figura 2-08. En efecto, el motor debe ser excitado externamente para utilizar control de voltaje de inducido.

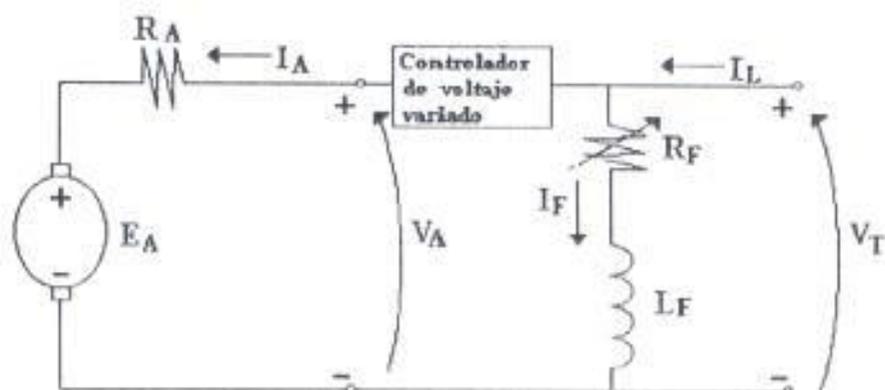


Figura 2-08 Control de voltaje en el inducido de un motor de CC en derivación (o con excitación externa.)

Si aumenta el voltaje V_A , entonces la corriente del inducido en el motor debe elevarse. A medida que crece I_A , el momento inducido τ_{ind} aumenta, haciendo $\tau_{ind} > \tau_{carga}$ y se incrementa la velocidad ω del motor.

Pero a medida que aumenta la velocidad ω , el voltaje interno generado E_A se eleva ocasionando que disminuya la corriente de inducido. Esta disminución de I_A rebaja el momento inducido haciendo que iguale a τ_{carga} a una mayor velocidad de rotación ω .

En la figura 2-09 se observa el efecto de un aumento de V_A sobre la característica momento de torsión-velocidad de un motor con excitación externa. Obsérvese que la velocidad en vacío del motor se cambia mediante este método de control de velocidad, pero la pendiente de la curva permanece constante.

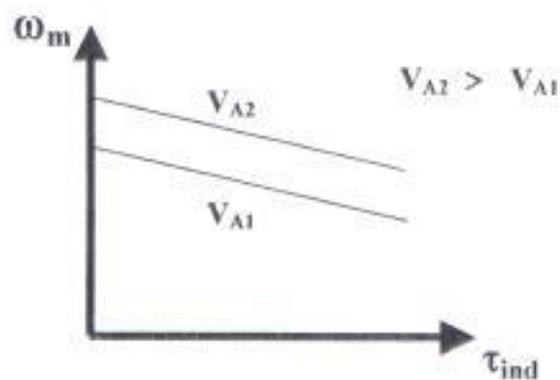


Figura 2-09 Efecto del control de velocidad por cambio de voltaje del inducido en la característica momento de torsión-velocidad de un motor de CC.

Los dos métodos más comunes de control de velocidad de motores en derivación -la variación de la resistencia de campo

y la variación del voltaje de inducido- tienen diferentes rangos seguros de operación.

En el control de resistencia de campo, cuanto menor sea la corriente de campo en un motor de CC en derivación, más rápido se vuelve éste, y cuanto mayor sea la corriente de campo, más lento se vuelve. Ya que un aumento de la corriente de campo produce una disminución de la velocidad, siempre hay una velocidad mínima se presenta cuando la máxima corriente permitida fluye a través del circuito de campo del motor.

En el control de voltaje en el inducido cuanto menor sea el voltaje al inducido en un motor de CC con excitación externa, más lento se vuelve éste; y cuanto mayor sea el voltaje en el inducido causa un aumento de la velocidad, siempre hay una velocidad máxima alcanzable mediante control de voltaje en el inducido. Esta velocidad máxima se presenta cuando el voltaje en el inducido del motor alcanza su máximo nivel permitido.

Al combinar en un mismo motor las dos técnicas de control de velocidad es posible obtener un rango de variaciones de velocidad de 40 a 1 o más. Por supuesto, los motores de CC

en derivación y los de excitación externa son especialmente si éstas deben controlarse con exactitud.

Para el control del voltaje en el inducido, el flujo en el motor es constante, por tanto el momento máximo en el motor es:

$$\tau_{max} = k \phi I_{A\ max} \quad (2.10)$$

Este *momento máximo es constante independientemente de la velocidad de rotación del motor* . Ya que la potencia de salida del motor está dada por $P = \tau \omega$, la potencia máxima del motor a cualquier velocidad bajo control de voltaje en el inducido es

$$P_{max} = \tau_{max} \omega \quad (2.11)$$

De este modo la máxima potencia de salida del motor es directamente proporcional a su velocidad de operación bajo control de voltaje en el inducido. Como la potencia de salida del motor está dada por $P = \tau \omega$, y el límite del momento de torsión disminuye a medida que aumenta la velocidad del motor, la máxima potencia de salida de un motor de CC bajo control de corriente de campo es constante, mientras que el momento máximo varía tanto como el recíproco de la

velocidad del motor. En la figura 2-10 pueden verse estas limitaciones de potencia y de momento del motor de CC en derivación para un funcionamiento seguro.

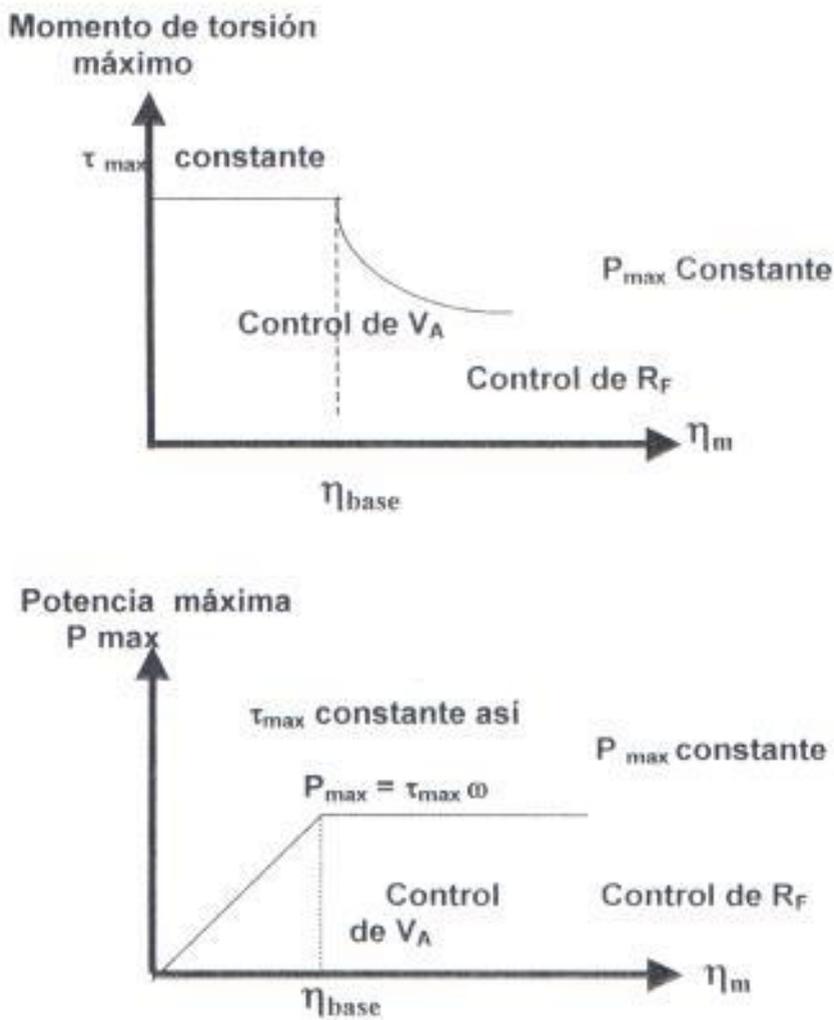


Figura 2-10 Límites de potencia y momento como función de la velocidad en un motor en derivación bajo a) control del voltaje en el inducido y b) control de resistencia de campo.

El desarrollo de la Electrónica de Potencia ha permitido desarrollar nuevos Métodos de Control de motores de CC, permitiendo incluso controlar la energía de una forma más eficiente.

El Método empleado en este proyecto está basado en el manejo de transistores de potencia mediante la Modulación por Ancho de Pulso (PWM).

Para una referencia mas detallada se puede revisar el capítulo 1, en donde se explica el control de motores de CC por la técnica de Modulación por Ancho de Pulso.

2.7. Arranque para Motores de CC.

Para que un motor de CC funcione adecuadamente en el trabajo debe tener asociado cierto control especial y un equipo de protección. Los propósitos de este equipo son:

1. Proteger el motor contra daños causados por cortocircuito en el equipo.

2. Proteger el motor contra daños causados por sobrecargas prolongadas.
3. Proteger el motor contra daños causados por corrientes de arranque excesivas.
4. Brindar una manera conveniente para controlar la velocidad de funcionamiento del motor.

2.7.1. Problemas en el Arranque del Motor de CC.

Para que un motor de CC funcione adecuadamente, debe estar protegido contra daños físicos durante el periodo de arranque. En las condiciones de arranque, el motor no está girando y por tanto $E_A = 0V$. Ya que la resistencia interna de un motor normal de esta clase es muy baja en comparación con su tamaño circulara una corriente muy alta.

La corriente en el arranque es más de 20 veces la corriente nominal de plena carga de ese motor. Es probable que el motor sufra daños graves por este tipo de corrientes, incluso si éstas duran sólo un momento.

Una solución para el problema de corriente excesiva durante el arranque es insertar una resistencia de arranque en serie con el inducido para limitar el flujo de corriente hasta que E_A

pueda elevarse para efectuar la limitación. Esta resistencia no debe estar en el circuito de modo permanente, ya que ello podría ocasionar pérdidas excesivas y hacer que la característica momento de torsión-velocidad del motor baje excesivamente con un aumento de la carga.

Por consiguiente debe insertarse una resistencia en el circuito del inducido para limitar el flujo de corriente al arranque, y debe retirarse a medida que se aumente la velocidad del motor. En la práctica moderna, una resistencia de arranque está conformada por una serie de segmentos, cada uno de los cuales se retira del circuito del motor de modo sucesivo a medida que se aumenta la velocidad.

Con el fin de limitar la corriente en el motor a un valor seguro sin reducirla jamás a un valor demasiado bajo para producir una rápida aceleración.

En la figura 2-11 aparece un motor en derivación con una resistencia extra de arranque que puede retirarse del circuito en segmentos mediante el cierre de los contactos 1 A, 2 A y 3A. Se requieren dos acciones para hacer que funcione el arranque del motor. La primera consiste en escoger el tamaño y la cantidad de segmentos de resistencia necesarios para

limitar la corriente de arranque a la magnitud deseada. La segunda, diseñar un circuito de control que cierre los contactos de desviación de la resistencia al mismo tiempo que retira del circuito aquellas partes de resistencia.

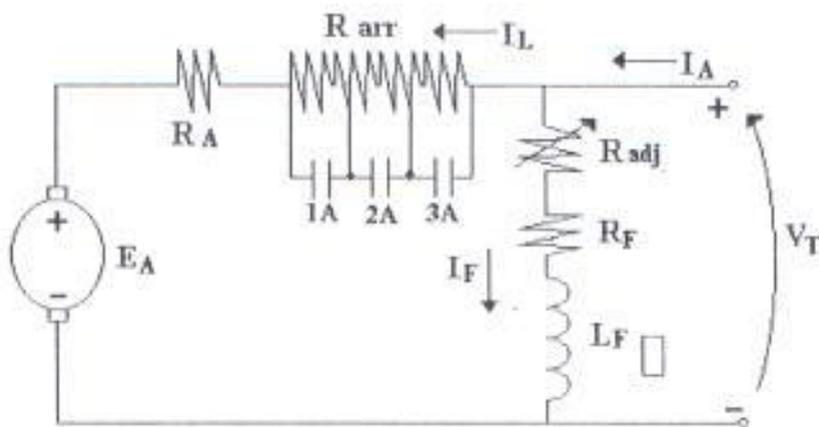


Figura 2-11 Motor en derivación con una resistencia de arranque en serie con su inducido.

Capítulo 3

3. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.

Tal como se muestra en el Capítulo 1, (ver figura 1.24), existe un esquema definido para conseguir un troceador de cuatro cuadrantes, el presente capítulo tiene por finalidad seleccionar los elementos que lo van a conformar, junto a su fuente de alimentación.

3.1. Descripción general de la etapa de potencia.

Veamos a continuación en mas detalle los bloques que conforman nuestro circuito de fuerza en la figura 3.1.

En el diagrama de bloques mostrado, encontramos dos señales (líneas finas), en un caso tenemos la indicación de Bateria baja y en

el otro tenemos la condición de Sobrecarga. Este par de señales las estudiaremos en detalle más adelante.

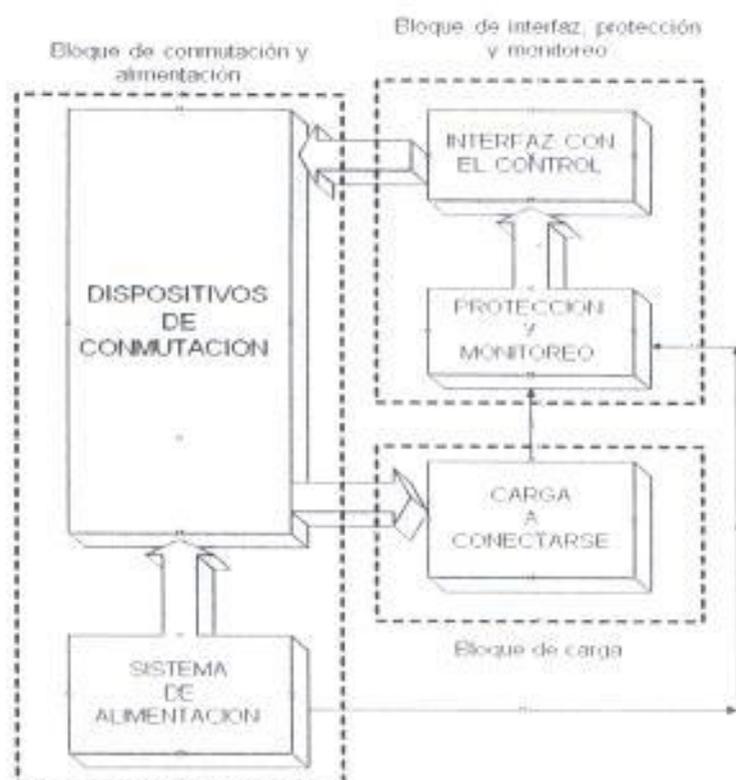


Figura 3-01. Diagrama de Bloques general del Módulo de Potencia.

La unidad de potencia esta formada por los siguientes bloques:

- Bloque de alimentación y dispositivos de conmutación.
- Interfase de monitoreo y protecciones del equipo.
- Bloque de Carga.

3.2. Bloque de alimentación y elementos de conmutación.

3.2.1. Sistema de alimentación y selección de la batería.

Un Troceador es un Convertidor DC/DC y al ser tipo E maneja los cuatro cuadrantes de corriente y voltaje como lo apreciamos en la siguiente figura.

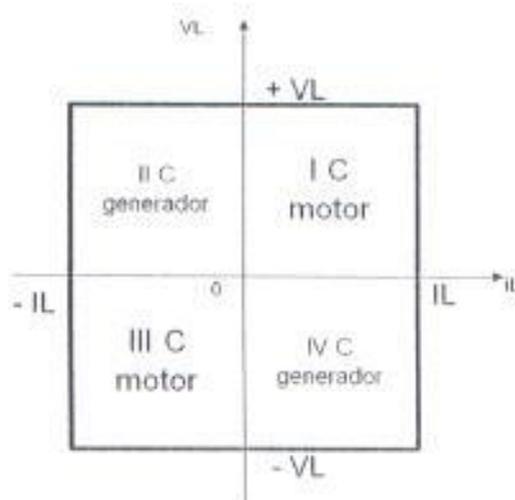


Figura 3-02. Cuadrantes de operación de un troceador clase E.

Su uso es aplicado al Control de Velocidad de un motor de CC, el cual trabaja en dos cuadrantes como motor y en los otros dos como generador, es decir bajo la circunstancia de funcionar como generador, devolverá energía a la fuente sistema (Freno regenerativo), esta energía es enviada hacia el sistema de alimentación, razón por la cual el voltaje de alimentación del circuito de fuerza deberá provenir de una Batería recargable y

que maneje una corriente considerable del orden de los 10 a 30 Amperios, de esta forma se aprovechan dos de los cuatro cuadrantes para cargar la batería y así aprovechar la energía al máximo.

Básicamente la batería deberá tener las características indicadas anteriormente, ya que la corriente que maneja el motor es de alrededor de 6 A, sin embargo debemos tomar en consideración el aumento de la corriente ante la posibilidad arranque brusco del motor de CC. Es por todas estas razones que hemos seleccionado como Sistema de alimentación a la batería de plomo la cual es muy utilizada en los sistemas de automoción, teniendo esta un costo relativamente bajo.

En todo caso este tipo de batería nos permite darle mantenimiento y recargarla en caso que su voltaje haya caído por debajo de un valor tolerable además que su tiempo de vida útil es largo (aproximadamente 2 años).

Para obtener el voltaje de alimentación deberíamos considerar cada uno de los componentes de la siguiente ecuación.

$$V_{ALIMENTACION} = 2 \times V_{RDS(ON)} + I_0 \times R_{SOBRECORRIENTE} + V_{CARGA} \quad (3.1)$$

Donde:

$V_{RDS(ON)}$ es el voltaje drenador-surtidor cuando el MOSFET esta saturado.

I_0 es la corriente en la carga.

$R_{SOBRECORRIENTE}$ es una resistencia de 0.22Ω .

V_{CARGA} es el voltaje que se aplica al motor.

Sin embargo si seleccionamos dispositivos de conmutación con un valor de $RDS(on)$ bajo y dimensionamos una $R_{SOBRECORRIENTE}$ de un valor pequeño, notaremos que las caidas de voltaje en estos elementos suman en total aproximadamente 2V (a valores de operación nominales), razón por la cual no se las ha tomado en cuenta en el cálculo ya que representan una pérdida inferior al 10%.

El voltaje de alimentación va en relación directa con el voltaje necesario para manejar la carga, nuestra carga crítica es un motor de 24Vdc. Para poder obtener este voltaje tendremos que conectar dos baterías de 12Vdc en serie, esta conexión la podemos apreciar en la siguiente figura.

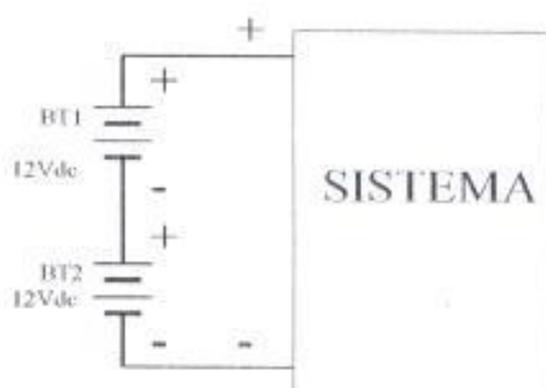


Figura 3-03. Sistema de alimentación del Modulo de Potencia.

3.2.2. Selección de los dispositivos de conmutación.

Para seleccionar el tipo de elemento que realizará la función de conmutación veamos a continuación las características del Equipo Didáctico a construir:

Tabla I. Características del troceador.

SISTEMA DE ALIMENTACIÓN	24V DC (se lo consigue con dos baterías de 12Vdc)
CORRIENTE EN LA CARGA	7.5A (es la corriente nominal del motor más un 25%)
VOLTAJE DE SALIDA	Desde 0Vdc hasta 23Vdc Aproximadamente
FRECUENCIA DE OPERACIÓN.	800 Hz

Dentro de esta tabla observamos dos parámetros importantes en la decisión de escoger nuestro dispositivo de conmutación.

Estos parámetros son el sistema de alimentación que es de 24 VDC y la frecuencia de conmutación que es de 800 Hz. Esta frecuencia es siempre fija ya que el método aplicado es la técnica de PWM, variando el ancho del pulso y manteniendo constante el periodo de la onda (hacer referencia a la sección 1.3)

De manera general tenemos un Convertidor DC/DC que opera a una **potencia baja** y a una **frecuencia baja**, dada las características del equipo podemos trabajar con cualquiera de dispositivos de conmutación existentes, sin tener ningún inconveniente. Sin embargo siendo un poco estrictos y guiándonos de la clasificación vista en la figura 3.4, tenemos que escoger entre los transistores BJT y MOSFET.

A continuación detallamos las razones por las cuales hemos seleccionado al MOSFET.

1. Por ser el MOSFET un dispositivo controlado por tensión (V_{gs}), presenta una alta impedancia en su entrada, razón por la cual simplifica el circuito de disparo o control y permite tener niveles de corriente bastante pequeños en el mismo asegurando un correcto encendido y apagado del transistor.

2. En comparación con el BJT presenta ventajas como por ejemplo la ausencia de ruptura secundaria, elemento importante a la hora de hacer las pruebas del equipo ya que se evitó su daño ante una polarización equivocada del elemento. El MOSFET tiene una buena estabilidad térmica, lo cual me asegura el correcto funcionamiento del equipo ante pequeños niveles de corriente así como los niveles de corriente máximos permitidos por el equipo.
3. Las principales desventajas del MOSFET van en relación con las capacitancias presentes entre sus terminales (ver figura 1.21), sin embargo al operar a una frecuencia relativamente baja como lo es 800 Hz, los efectos causados por estas capacitancias se minimizan permitiendo operar al MOSFET correctamente. Por esta misma razón no se han considerado en nuestro diseño del circuito de control redes auxiliares que permitan la descarga rápida de estas capacitancias. Sin embargo sí se hace un análisis teórico en la sección 1.2.11 del primer capítulo.

Elemento	Potencia	Rapidez de conmutación
MOSFET	Baja	Alta
BIPOLAR	Media	Media
IGBT	Media	Media
GTO	Alta	Baja

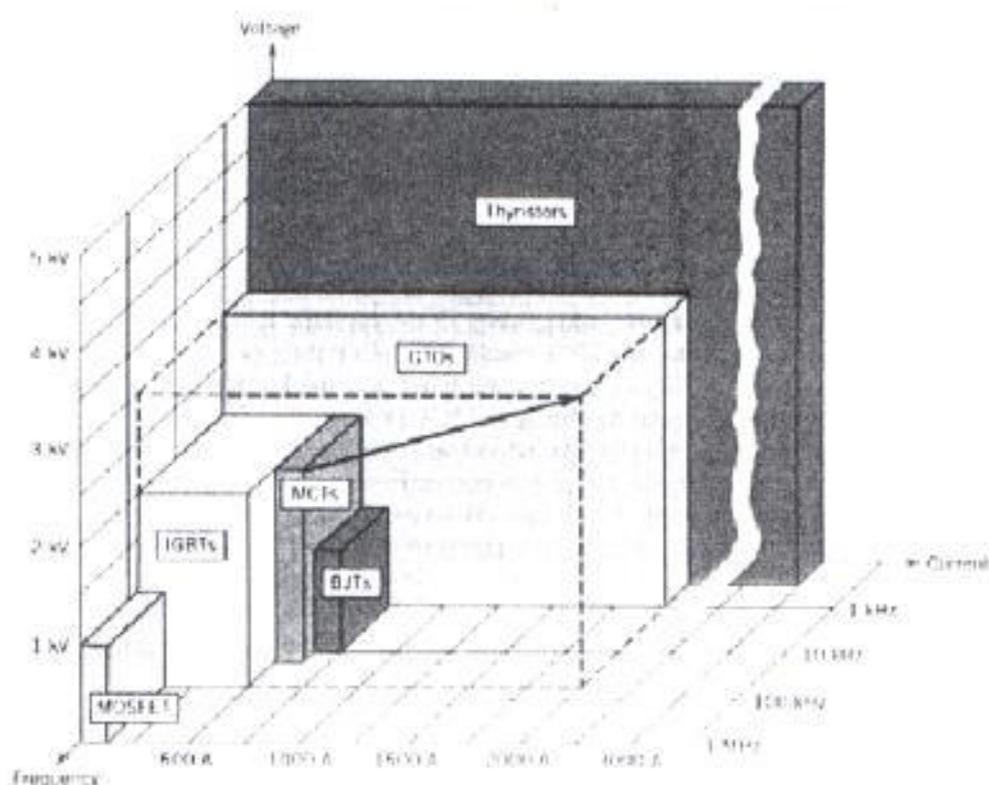


Figura 3-04. Clasificación de dispositivos bajo condiciones de operación.

El diseño utiliza un MOSFET de canal N, para simplificar el diseño del circuito de excitación y para minimizar el número de componentes.

Elegimos el transistor IRF540 que posee entre sus características de operación (Ver anexo 5):

Vdss:	100 V	θ_{jc} :	1.15 °C/W
Rds <	44 m Ω	θ_{ja} :	62.5 °C/W
Id max:	33 A	θ_{cd} :	0,5 °C/W
Vgs:	20 V	tr:	35nSeg
Pot. max:	130 W	tf:	35nSeg
Tj max:	175 °C		

Nota: Elegimos un MOSFET con Idmax de 33 Amp, teniendo en cuenta que el sistema de control se encarga de efectuar un arranque suave del motor.

Cálculo de la potencia disipada por el transistor.

Para calcular la potencia disipada por el transistor vamos a incluir la potencia de conducción y las pérdidas de conmutación, para ello vamos hacer uso de la siguiente ecuación:

$$Pd = I_o^2 * D * (Rds_{on} * K) + 0.5 * Vin * I_o * f_s * (tr + tf) \quad (3.2)$$

A continuación detallaremos el significado de cada uno de estos parámetros:

- Pd:** Potencia disipada por el transistor MOSFET.
- Io:** Corriente de salida nominal.
- Vin:** Tensión de entrada de alimentación al circuito de potencia.
- Rds(on):** Resistencia de drenaje-fuente en estado de conducción del MOSFET.
- tr + tf:** Tiempo de conmutación total del MOSFET (tiempo de subida y tiempo de bajada). Asumiendo que el circuito de excitación es adecuado para efectuar tiempos de conmutación de: $tr+tf = 100ns$. (Se ha adoptado tiempos mayores comparados a los disponibles del MOSFET de $tr:10ns$ y $tf:10ns$).
- K:** Factor de ajuste de Rds del MOSFET por efectos de la temperatura. Como adoptamos una temperatura ambiente de $55^{\circ}C$ y suponiendo el peor de los casos, en que la Rds se incrementa un 60% al alcanzar esta temperatura, entonces K es igual a 1,6.
- D:** Valor estimativo del Ciclo Util de trabajo, Adoptamos el valor de 1 suponiendo el peor de los casos.
- fs:** Es la frecuencia de PWM, adoptamos el valor de 1Khz que es la frecuencia de PWM generada en el microcontrolador PIC 16f871.

Para mantener un margen de seguridad sumamos a la corriente nominal un 20% como margen de seguridad:

$$I_o = I_{\text{nominal}} \times 1.2 \quad (3.3)$$

$$I_o = 6 \times 1.2 = 7.2 \text{ A.}$$

Con este valor de corriente, los datos del transistor y la ecuación 3.2 procedemos a encontrar la potencia.

$$P_d = 7.2^2 \times 1 \times (0.044 \times 1.6) + 0.5 \times 24 \times 7.2 \times (100 \times 10^{-9}) \times (1000)$$

$$P_d = 3.65 + 0.08 = 3.73 \text{ W}$$

Una vez calculada la potencia de disipación procedemos a la verificación de la necesidad de utilizar o no un disipador, para ello consideramos una temperatura de ambiente de 55 °C:

$$T_j = T_a + (\theta_{ja} \times P_d) \quad (3.4)$$

$$T_j = 55 + (62.5 \times 3.73) = 288.12 \text{ °C}$$

De los cálculos realizados tenemos que la temperatura de juntura supera a la temperatura de juntura máxima de 175°C, por lo tanto se necesitará de un disipador de calor.

Cálculo de la resistencia térmica del disipador:

$$T_j - T_a = P_d \cdot \theta_{ja} \quad (3.5)$$

$$T_j - T_a = P_d \cdot (\theta_{jc} + \theta_{cd} + \theta_{da}) \quad (3.6)$$

Tomamos como referencia una temperatura de juntura $T_j = 130^\circ\text{C}$ para luego aceptarla o rechazarla.

Con T_j , podemos calcular la temperatura de carcasa para su posterior verificación en la curva de Potencia vs T_{carcasa} :

$$T_c = T_j - (\theta_{jc} \cdot P_d) \quad (3.7)$$

$$T_c = 130 - (1.15 \times 3.73) = 125,7 \text{ }^\circ\text{C}$$

El fabricante del transistor entrega la curva Corriente vs T_{carcasa} . Verificamos en la curva la máxima corriente de disipación disponible en el MOSFET para esta temperatura de carcasa de $125,7 \text{ }^\circ\text{C}$ para una temperatura de juntura de 130°C .

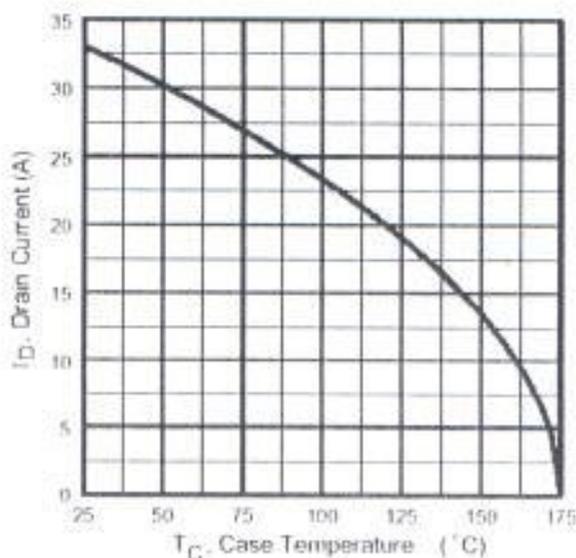


Figura 3-05. Corriente de Drenador máxima vs Temperatura de Carcaza.

Se observa que la corriente máxima admisible es de aproximadamente 20A, la cual es mayor a la corriente de trabajo de 7.2 A. Entonces la Temperatura de juntura adoptada de 130°C es adecuada.

Cálculo de la Resistencia Térmica del disipador:

$$\theta_{ja} \leq \frac{(T_j - T_a) - P_d * (\theta_{jc} + \theta_{cd})}{P_d} \quad (3.8)$$

$$\theta_{ja} = \frac{(130 - 55) - 3.73 * (1.15 + 0.5)}{3.73} = 18.45 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Este valor de resistencia térmica sugiere que sólo hace falta un disipador de pequeñas dimensiones como la indicada en la siguiente figura:

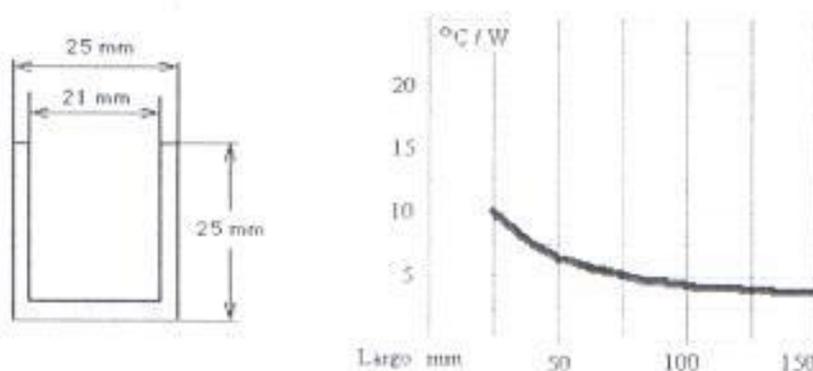


Figura 3-06. Curva de resistencia térmica.

Elegimos un disipador estándar de 25 mm de ancho x 25 mm de alto x 25 mm de largo, que según la curva tiene una resistencia térmica de $10^{\circ}\text{C}/\text{W}$, la cual satisface los requerimientos del diseño.

Hemos realizado este análisis para un transistor, este mismo proceso se repite para los tres transistores restantes que forman parte del puente H.

Circuitos de control de compuerta para los MOSFET de potencia.

Control de Transistores ubicados en la parte superior del puente H

Para realizar el control del puente H siempre a los transistores de la parte superior se les aplica una señal fija. A continuación mostramos el circuito que controla las compuertas de los transistores Q2 y Q4 (transistores de la parte superior). El microcontrolador entrega las señales A y B que son señales digitales comprendidas entre 0 y 5 Voltios. Necesitaremos una interfase de voltaje ya que las compuertas de los transistores deberán ser alimentadas con 12 Voltios (recordemos que a un MOSFET se lo controla por voltaje). Hemos seleccionado como interfase de voltaje al optoacoplador con su respectiva fuente de alimentación de 12VDC.

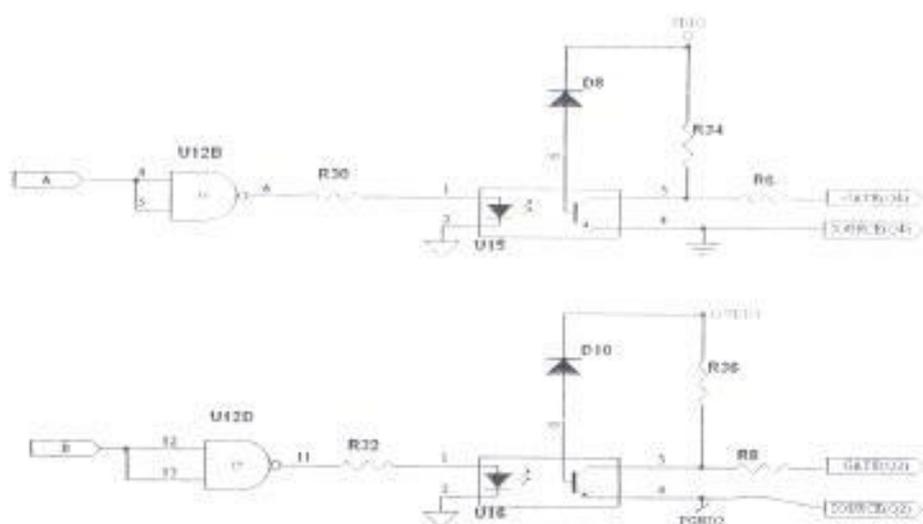


Figura 3-07. Circuito de control de compuerta para Q2 y Q4.

Como podemos apreciar en la figura anterior, empleamos un optotransistor el cual tiene una salida en colector abierto necesitando de la colocación de una resistencia externa (R34 y R36). Para mantener una misma lógica entre la entrada y la salida colocamos además una puerta NAND que por su característica de conformador de pulso nos será de gran utilidad cuando manejemos las compuertas de los transistores de la parte inferior del puente H. Vamos a seleccionar ahora los componentes que conforman el circuito, notará que son exactamente iguales por lo tanto estos valores se repiten.

$$R_{30} = \frac{V_{PWM(MAXIMO)} - V_{DIODO(OPTOACOPLADOR)}}{I_{DIODO(OPTOACOPLADOR)}} \quad (3.9)$$

$$R_{30} = (5 - 1.5)/10mA = 350\Omega$$

$$R_{30,32} = 330\Omega \text{ (Valor comercial).}$$

Selección del optoacoplador

Los datos de corriente y voltaje del diodo los hemos tomado de la hoja de datos técnicos del fabricante (ver anexo 5) seleccionando al *optoacoplador* 4N25.

$$U_{IS,16} = 4N25 \text{ (ECG 3040)}$$

Dicho optoacoplador maneja un transistor a su salida con capacidad de entregar una corriente del orden de los 3mA, sin embargo se lo emplea en una configuración colector abierto usando la resistencia R34 como limitadora de corriente.

$$R_{34,36} = 1K\Omega$$

$$I_{R34MÁX} = \frac{V_{DD2} - V_{CE(ON)}}{R_{34}} \quad (3.10)$$

$$I_{R34MÁX} = 11.5mA.$$

La configuración de este optoacoplador permite el manejo de la base del optotransistor, sin embargo al no emplearlo lo hemos aislado por medio de un diodo inversamente polarizado con la fuente(Vdd2). Dicho diodo es el 1N4148, sin embargo puede ser cualquier diodo de propósito general.

La compuerta NAND será seleccionada en la sección siguiente, nos queda por encontrar los valores de R6 y R8 que son las resistencias de compuerta y que el fabricante recomienda que sean de un valor pequeño(ver sección 1.2)

$$R_{6,8} = 33\Omega$$

Control de Transistores ubicados en la parte inferior del puente H

Tal como se lo explicó en la sección 1.3.5, a los transistores ubicados en la parte inferior del puente H se les aplicará la señal de PWM generado por nuestro circuito de control.

A continuación mostramos el circuito que controla las compuertas de los transistores Q1 y Q3 (transistores de la parte inferior).

El microcontrolador entrega la señal PWM, esta señal llega a un par de compuertas NAND las cuales tienen como objetivo obtener las señales PWMA y PWMB además de mejorar la señal de PWM (smith trigger).

$U_{12} = 74LS132$

Para obtener las señales de control que se aplicarán a las compuertas de Q1 y Q3 deberemos pasar por los optoacopladores, el parámetro más importante que se tuvo en cuenta en la elección de este optoacoplador fue la velocidad de conmutación de 1Mbits/seg y los tiempos de encendido y

apagado $t_{on} = 1.2\mu s$ y $t_{off} = 1.2\mu s$ lo que permite asegurar la buena transferencia de la señal de PWM de 800Hz.

$$U_{13,14} = H11L1 \text{ (ECG3090)}$$

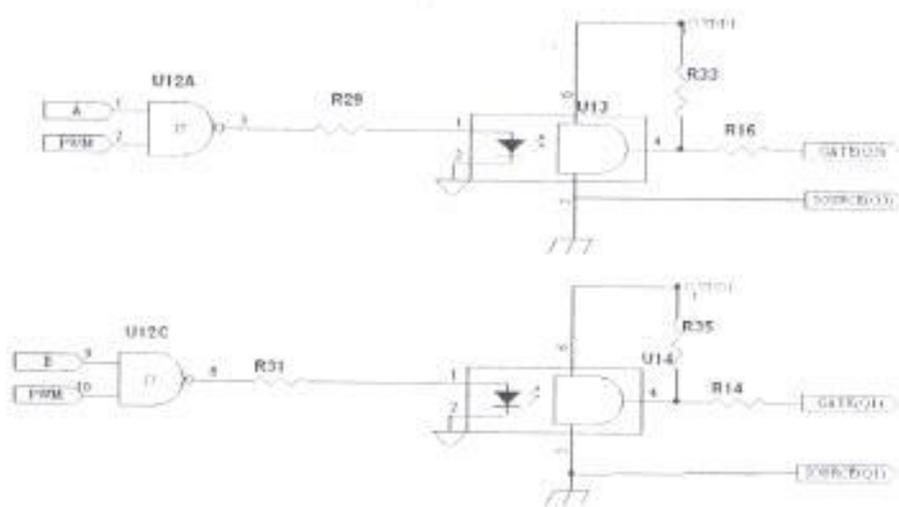


Figura 3-08. Circuito de control de compuerta para Q1 y Q3.

R29 y R31 fueron calculados en la sección anterior y el criterio aplicar es el mismo.

$$R_{29,31} = 330\Omega \text{ (Valor comercial).}$$

Los valores de R16 y R14 que son las resistencias de compuerta y que el fabricante recomienda que sean de un valor pequeño (ver sección 1.2)

$$R_{14,16} = 33\Omega$$

3.2.3. Interfase de Monitoreo y Protecciones del equipo.

Sistema de protección de Sobrecarga.

El sensor de sobrecarga es una resistencia R_{sc} , que debido a su ubicación dentro del esquema siempre circulará por ella una corriente que tendrá el mismo sentido sin importar la combinación de encendido de los transistores, teniendo entre sus terminales una caída de voltaje. Este voltaje está siendo comparado con el voltaje V_{comp} , determinado por la máxima corriente que puede conducir la pareja de transistores de potencia.

A continuación se muestra la figura del circuito de protección de sobrecarga:

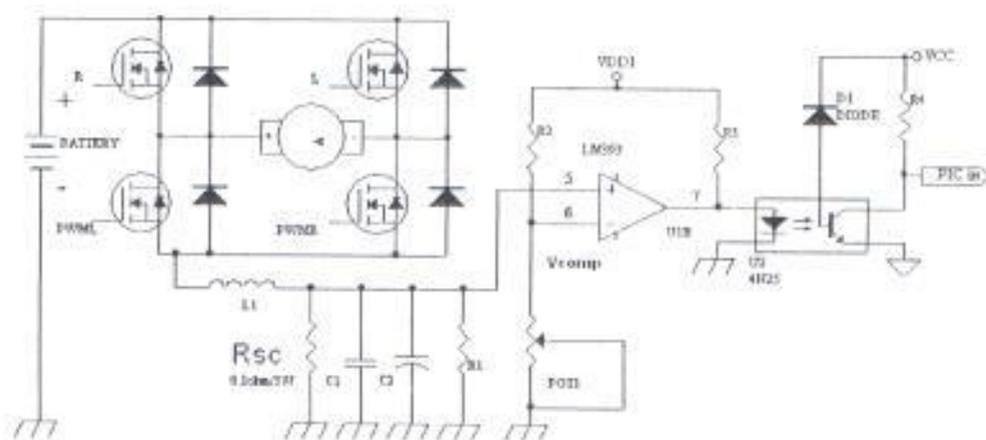


Figura. 3-09 Circuito de protección contra sobrecarga.

Cuando exista sobrecorriente, la caída de voltaje en R_{sc} será tal que a la salida del comparador (pin 7) se fija un nivel alto de voltaje, entonces el optoacoplador enviará una señal al microcontrolador evitando el daño de los MOSFETS de potencia y al mismo tiempo se protege al sistema de las corrientes picos producidas por el arranque brusco del motor. Al generarse la señal de sobrecarga (activo con nivel bajo), el microcontrolador apaga el circuito de fuerza y envía un mensaje por pantalla.

El valor de la resistencia de monitoreo (R_{sc}) debe ser muy pequeño, ya que al encontrarse en serie con el motor puede provocar una caída de tensión considerable. Así:

$$R_{sc} = 0.1\Omega.$$

Para dimensionar la R_{sc} debemos conocer su valor y la potencia, esta potencia es directamente proporcional al cuadrado de la corriente máxima que va a soportar la R_{sc} . Ahora debemos fijar el valor de dicha corriente para ello tomamos como base la corriente nominal del motor y le multiplicamos por un factor del 25% de sobrecarga como se indicó anteriormente.

$$I_{O_{Max}} = 1.25 \times I_{O_{Nom}}$$

Considerando $I_{O_{Nom}} = 6A$ entonces $I_{O_{Max}} = 7.5A$.

La potencia de disipación máxima para R_{sc} será:

$$P_{R_{sc}} = I_{O_{Max}}^2 \times R_{sc} \quad (3.11)$$

$$P_{R_{sc}} = 5.6W$$

Debería ser una resistencia de 0.1Ω a 6 W sin embargo se han colocado dos resistencias de 0.22Ω a 5W en paralelo para obtener así la resistencia R_{sc} .

Los valores de las resistencias en el divisor de voltaje serán:

$$R_2 = R(\text{pot1}) * 10$$

Por lo tanto si escogemos $R_2 = 100k$ el valor de $R(\text{pot1})$ será igual a $10k\Omega$ entonces:

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R(\text{pot1}) = 50 \text{ k}\Omega$$

Hemos colocado un potenciómetro de precisión ($50K\Omega$) en esta red con la finalidad de calibrar el sistema a un punto óptimo de operación.

Faltaría por dimensionar R_3 que permite el encendido del led del optoacoplador, que necesita 15 mA, entonces:

$$R3 = \frac{(12V - 0.7V + 5V)}{15mA} = 1086\Omega$$

Un valor normalizado sería:

$$R3 = 1\text{ K}\Omega$$

El optoacoplador utilizado es el 4N25, el mismo se encarga de recibir la señal de sobrecarga y enviarla al microcontrolador protegiéndolo y aislándolo del circuito. Las características de este optoacoplador se encuentran en el ANEXO 5.

El comparador utilizado es el LM393N que trabaja con altas frecuencias, el CI. Consta de 2 comparadores: el empleado en esta sección y el otro en la sección siguiente. Las características de este comparador se pueden observar en el ANEXO 5. A continuación se presentan los valores para la implementación de este circuito:

El circuito de protección contra sobrecarga se muestra en el ANEXO 2, de la forma que se encuentra implementado en el equipo.

Supervisión de Estado de Batería.

Es importante en un sistema de potencia monitorear en todo instante el estado de su fuente de alimentación para garantizar el correcto funcionamiento del mismo. En nuestro caso hemos colocado un circuito de monitoreo del estado de la batería que se muestra a continuación.

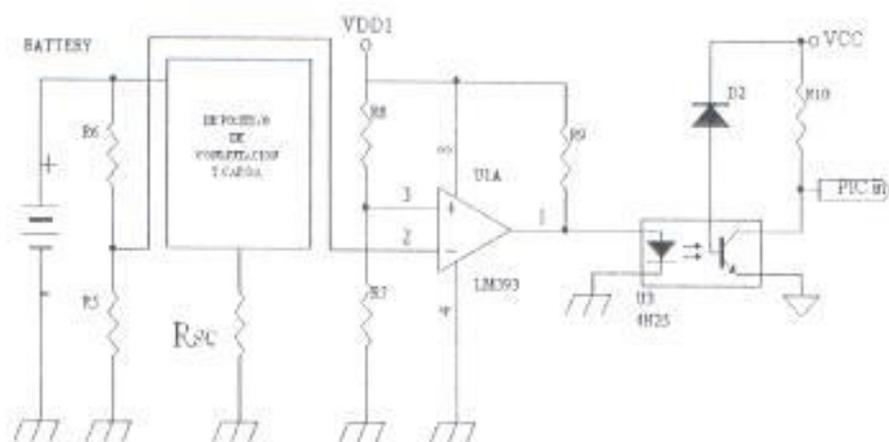


Figura 3-10 Circuito detector de batería baja.

Un divisor de voltaje formado R_5 y R_6 sensa el nivel de tensión de la batería y un comparador que siempre estará con una entrada en un valor constante, cambiará su salida en el momento en que disminuye el voltaje de la batería, esta señal pasará a un pin del microcontrolador (activo en nivel bajo) por medio de un optoacoplador.

El comparador utilizado es el LM393, parte del cual ya lo empleamos en la sección anterior.

El voltaje en la entrada no inversora del LM393 está dado por el divisor que recibe una alimentación de $VDD1 = 12VDC$

$$V_+ = \left(\frac{R7}{R7 + R8} \right) * VDD1 \quad (3.12)$$

Hemos fijado como voltaje crítico de operación $V_+ = 11VDC$,

con lo que obtenemos una relación de R7 y R8 de:

$$R7 = 11 * R8$$

Fijando el valor de una resistencia tenemos:

$$R7 = 11K\Omega$$

$$R8 = 1 K\Omega$$

El sistema de alimentación consta de dos baterías de 12VDC teniendo un voltaje resultante de 24VDC, para obtener una relación de R5 y R6 haremos uso de la siguiente ecuación:

$$V_- = \left(\frac{R5}{R5 + R6} \right) * V_{batería} \quad (3.13)$$

$$11 * R5 = 10 * R8$$

Fijando el valor de una resistencia tenemos:

$R5 = 10K\Omega$

$R6 = 11 K\Omega$

El optoacoplador utilizado es el 4N25, el mismo se encarga de recibir la señal de batería baja y enviarla al microcontrolador protegiéndolo y aislándolo del circuito. Las características de este optoacoplador se encuentran en el ANEXO 5.

El circuito de monitoreo contra batería baja se muestra en el ANEXO 2, de la forma que se encuentra implementado en el equipo.

3.2.4. Bloque de Carga.

Dentro de este bloque citamos las características de la Carga a utilizar. Como carga se utiliza un Motor de CC de excitación separada, al cual se le aplica un control de velocidad por voltaje.

A continuación se detallan algunas de las características nominales del motor, las cuales fueron útiles para realizar el dimensionamiento de los elementos que conforman el Modulo de Potencia.

VOLTAJE DE ALIMENTACION : 24 V DC

CORRIENTE : 6 A

POTENCIA: 3/16 HP

VELOCIDAD: 2600 RPM

VOLTAJE DE CAMPO: 24 V DC

Con estos valores, se procedió a realizar el dimensionamiento de los diferentes elementos o componentes que conforman el Modulo de Potencia.

Se debe indicar que en la elección de los elementos o componentes se considero un margen de seguridad, para garantizar el funcionamiento ante posibles condiciones criticas o de mal funcionamiento.

El motor tiene acoplado a su eje una carga fija, para hacer operar al motor en condiciones nominales.

Capítulo 4

4. DISEÑO DEL MODULO DE CONTROL.

4.1. Hardware de la Unidad de Control.

4.1.1. Introducción.

El diseño de la Unidad de Control esta basado en un microcontrolador PIC16F871 de la casa Microchip™.

El microcontrolador en sí conforma casi en su totalidad el bloque debido al alto nivel de integración de periféricos que posee el PIC16F871. En la figura 4-01 se muestra un Diagrama de Bloques general del control.

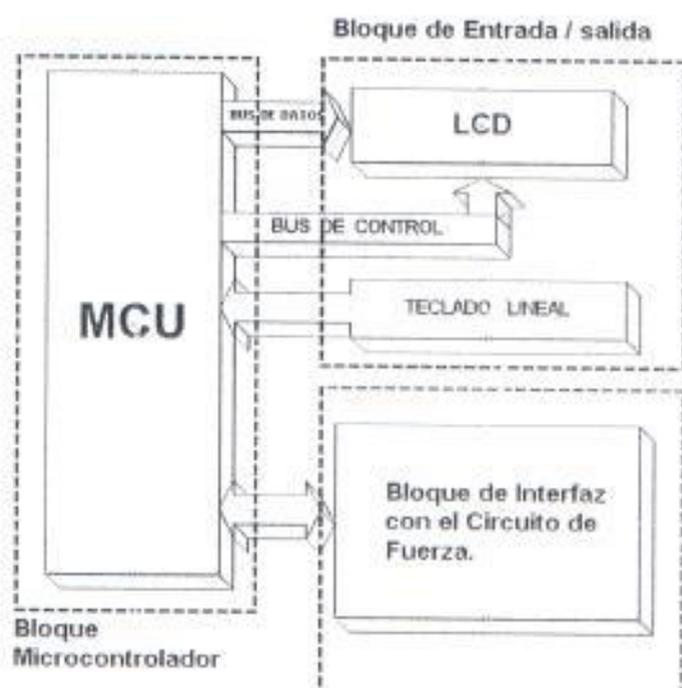


Figura 4-01. Diagrama de Bloques general de la Unidad de Control.

La Unidad de Control está formada por los siguientes bloques:

- Microcontrolador PIC16F871.
- Bloque de Entrada / Salida de datos.
- Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.

4.2 Bloque Microcontrolador PIC16F871.

El PIC16F871 (para abreviar 871) es un microcontrolador que pertenece a la Familia Media de microcontroladores Microchip™ y dentro de ella a su última serie (87X). El 871 es un micro de alta escala de integración

de periféricos, lo que lo hace muy funcional para encarar proyectos de control a un bajo costo y muy compactos.

Dentro de las especificaciones generales del 871 se tienen las siguientes:

- Posee una Unidad Central de Procesamiento (en Inglés C.P.U) de tipo "R.I.S.C". R.I.S.C es el acrónimo de Computador con Set de Instrucciones Reducido. Los procesadores RISC se caracterizan por poseer un Set de Instrucciones Reducido. El 871, concretamente maneja solamente 35 instrucciones. Todas las instrucciones se ejecutan en un solo Ciclo de Máquina, excepto cuatro de ellas que corresponden a Instrucciones de Salto.
- **Memoria de Programa** tipo FLASH™ eléctricamente grabable y borrrable en cantidad de 2KX14 palabras.
- **Memoria tipo RAM** para datos en cantidad de 128X8 bytes.
- **Memoria Estática tipo EEPROM** para datos en cantidad de 64X8 bytes.
- **Amplio rango de velocidades de operación:** desde DC hasta 20 MHz. Lo que se traduce en un Ciclo de Instrucción mínimo de 200 nS (operando a 20 MHz.).

- Integra los siguientes periféricos:
 - 4 puertos de entrada - salida con líneas individualmente programables (pin a pin).
 - 3 temporizadores programables más un temporizador tipo "Watch Dog" (Perro guardián).
 - Un Módulo Captura -Compara - PWM.
 - Un puerto serial programable tipo U.S.A.R.T. ("Transmisor-Receptor Universal Sincrónico y Asincrónico")
 - Un Convertidor A/D programable de 10 bits.
 - Un módulo de Memoria Estática EEPROM (64X8 bytes).

A continuación se detalla acerca de los periféricos integrados utilizados para el desarrollo de la Unidad de Control.

4.2.1 Puertos de Entrada / Salida.

Puerto A.

Las líneas del puerto A se utilizan en este diseño para:

- Canal analógico para la adquisición de la señal generada por el tacómetro.

- Control de Dirección de Giro.

Todas las líneas del Puerto A pertenecen a la categoría: Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza. A continuación en la tabla II se muestra de manera detallada la función de cada una de las líneas del Puerto A.

Tabla II. Funciones de los pines del Puerto A.

Pin de Puerto	Número del Pin físico	Función	Categoría (consulte Diagrama de Bloques)
RA0	2	Entrada analógica de la señal del Tacómetro.	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.
RA1	3	Salida Digital de la señal de control de giro "A".	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.
RA2	4	Salida Digital de la señal de control de giro "B".	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.

Puerto B.

Las líneas del puerto B se utilizan en este diseño todas como entradas digitales para realizar el interfaz del teclado y las señales de entrada para indicar : "sobrecarga" y "batería baja".

Los pines RB0 ... RB4 se utilizan para la conexión de un teclado lineal de 5 teclas (figura 4-02).

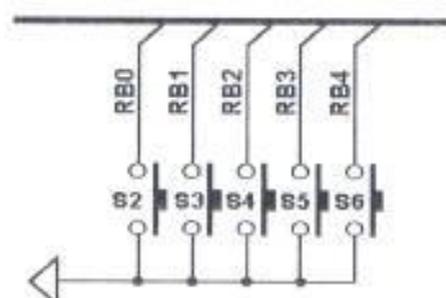


Figura 4-02. Conexión lineal de las teclas.

La conexión de las teclas se realiza sin Resistencias de Fijación (Pull-UP), porque se aprovechan las que el Puerto B de estos Microcontroladores incluye. Los Pull-UP pueden ser habilitados vía el bit 7 del Registro de Opción (OPTION_REG) (dirección 0x81 de banco 1 de la RAM). Los pines RB5 y RB6 se utilizan para recibir las señales: LOW_B (Batería Baja) y O_L (Sobrecarga) respectivamente. Ambas señales provienen del Bloque de Fuerza. A continuación en la tabla III se detalla acerca de las funciones de las líneas del Puerto B del Microcontrolador que se utilizan en el Módulo de Control del equipo.

Tabla III. Funciones de los pines del Puerto B.

Pin de Puerto	Número del Pin físico	Función	Categoría (consulte Diagrama de Bloques)
RB0	33	Entrada digital con Pull-UP para tecla.	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.
RB1	34	Entrada digital con Pull-UP para tecla.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RB2	35	Entrada digital con Pull-UP para tecla.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RB3	36	Entrada digital con Pull-UP para tecla.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RB4	37	Entrada digital con Pull-UP para tecla.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RB5	38	Entrada digital con Pull-UP para tecla.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RB6	39	Entrada digital con Pull-UP para señal de "Sobrecarga".	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.
		Entrada digital con Pull-UP para señal de "Batería Baja".	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza

Puerto C.

El Puerto C se utiliza para realizar tres grupos de funciones:

Tabla IV. Funciones de los pines del Puerto C.

Pin de Puerto	Número del Pin físico	Función	Categoría (consulte Diagrama de Bloques)
RC0	15	No Conectado.	No conectado.
RC1	16	Salida Digital de la señal para el control general de la alimentación: "GEN".	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.
RC2	17	Salida del generador de PWM asociado al Módulo CCP	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.
RC4	23	Salida para led de indicador de batería baja.	Bloque de Control e interfaz con el Circuito de Fuerza.

Puerto D.

Las líneas del puerto D se utilizan para la conexión del Bus de Datos del LCD. En la tarjeta se conectan al conector J1 (figura 4-04).

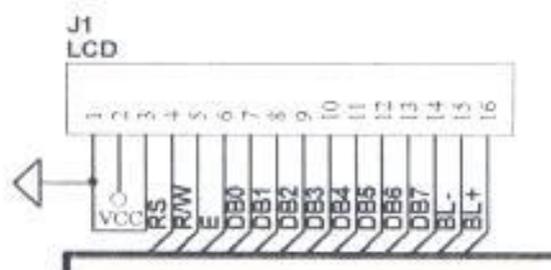


Figura 4-04. Conector del LCD.

En la tabla V se detallan las funciones de las líneas del Puerto D.

Tabla V. Funciones de los pines del Puerto D.

Pin de Puerto	Número del Pin físico del CHIP	Función	Categoría (consulte Diagrama de Bloques)
RD0	19	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD1	20	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD2	21	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD3	22	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD4	27	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD5	28	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD6	29	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RD7	30	<u>Salida</u> digital de Datos.	Bloque de Entrada / Salida de datos.

Puerto E.

Se utiliza para conectar las líneas de control del LCD: RS, R/W, y E.

Los pines RE0, RE1 y RE2 se programan como salida y asumen respectivamente las funciones siguientes:

- . Selección del Registro de Instrucción o Dato del LCD (**RS**).
- . Selección de operación de lectura / escritura sobre el LCD (**R/W**).
- . Habilitación del Dato que está en el BUS (**E**).

Tabla VI. Funciones de los pines del Puerto E.

Pin de Puerto	Número del Pin físico del CHIP	Función	Categoría (consulte Diagrama de Bloques)
RE0	8	Salida digital RS. RS permite indicar al LCD si el byte que se ha colocado en el BUS , es una instrucción o un dato.	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RE1	9	Salida digital R/W. R/W permite indicar al LCD el tipo de operación que sobre él se va a realizar (lectura o escritura). La lectura se realiza con UNO .	Bloque de Entrada / Salida de datos.
RE2	10	Salida digital E. A través de E se da un pulso (activo en uno) de corta duración para que el dato que se ha colocado en el BUS sea leído por el LCD.	Bloque de Entrada / Salida de datos.

4.3. Generador de P.W.M.

Para generar la onda de P.W.M se utiliza el recurso Módulo CCP. El Módulo CCP puede funcionar en tres modos diferentes: Captura, Compara y PWM.

A continuación se detalla el funcionamiento del Módulo CCP como generador de PWM.

4.3.1 Modo "PWM". Funcionamiento.

En Modulación por Ancho de Pulso el pin CCP1 (RC2) produce una salida de PWM con un Ciclo Útil de hasta 10 bits de resolución.

Debido a que el pin CCP se multiplexa con la línea de puerto RC2, este debe configurarse como salida limpiando el bit 2 del registro TRISC.

El Modo PWM utiliza el recurso TMR2 del PIC para generar el período de la onda de PWM.

El generador de PWM cuyo funcionamiento se describirá a continuación es digital, por lo que sus parámetros de funcionamiento son discretos y deben especificarse escribiendo en determinados registros de control.

4.3.1.1 Formato de la Onda de PWM.

La figura 4-05 ilustra los parámetros de la onda de PWM que se genera en el pin CCP/RC2.

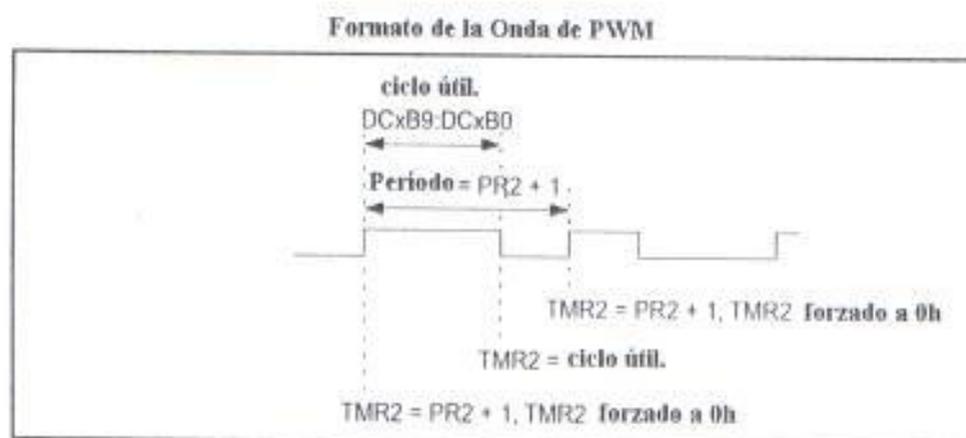


Figura 4-05. Formato de la Onda de PWM.

Periodo de la Onda de PWM.

El periodo de la onda PWM se especifica escribiendo el registro PR2 (dirección 92h de la RAM). El periodo PWM puede calcularse utilizando la siguiente fórmula:

$$\text{Periodo PWM} = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot T_{osc} \cdot (\text{valor del pscaler del Tmr2})$$

La frecuencia de PWM, se define como el inverso del periodo de PWM.

Cuando el Tmr2 es igual a PR2, ocurren los tres eventos siguientes durante el siguiente ciclo de instrucción:

- Se limpia el Tmr2.
- El pin CCPx se pone en uno (excepto: si el ciclo útil de PWM = 0%).
- El Ciclo Útil de PWM es copiado del registro CCPRxL al registro CCPRxH.

Ciclo Útil de PWM.

El Ciclo Útil de PWM es un número de 10 bits como máximo y se especifica escribiendo en el registro CCPR1L los 8 bits más significativos y en los bits DCB1:DCB0 (bits 5 y 4 del registro CCPCON) los dos bits menos significativos. En la aplicación que nos ocupa se trabaja solamente con los 8 bits más significativos (CCPR1L); lo que significa que se podrían tener 256 valores distintos de CU; dentro de la escala 0 hasta 100 %.

El ciclo útil de PWM puede calcularse con la siguiente expresión:

$$\text{Ciclo Útil PWM} = (\text{valor de los bits DCxB9} \bullet \text{DCxB0}) \bullet \text{Tosc} \bullet (\text{valor del pscaler del Tmr2})$$

El contenido de CCPR1L se puede modificar en cualquier momento de la ejecución del programa (para cambiar el Ciclo Útil), pero el nuevo valor del CU, no se almacenará en el registro CCPR1H hasta que el valor del Tmr2 coincida con el registro PR2, lo que a su vez coincide con el final

del periodo de PWM que se está generando. En modo PWM el registro CCPR1H solo puede leerse (es un registro de solo lectura).

El registro CCPR1H y los dos bits se utilizan para almacenar doblemente el Ciclo Útil de PWM. Esto se hace para evitar el fenómeno de rebotes durante la generación de PWM.

Máxima Resolución de PWM que puede lograrse para una frecuencia dada:

Si se escoge la Frecuencia de PWM (valor del PR2), la resolución máxima que pudiera lograrse queda determinada según la siguiente expresión:

$$\text{MAX RES} = \frac{\log\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\log(2)} \text{ bits}$$

La máxima resolución esta dada en Bits.

4.3.1.2 Cálculos relativos al generador de PWM.

Número a cargar en el Registro PR2 para definir el período de PWM.

Se desea una frecuencia de PWM de 5 KHz y se está trabajando con un oscilador de 12 Mhz. El Pscaler del Tmr2 = 1.

$$PR2 = F_{osc} / (4 \cdot F_{pwm} \cdot \text{Valor de la Pre-escala del TMR2})$$

$$PR2 = 12 \text{ MHz} / (4 \cdot 5 \text{ KHz} \cdot 16) = 37.5$$

Escoger PR2 = 37 ó 38

Máxima resolución que puede lograrse para el Ciclo Útil.

En nuestro caso la Frecuencia escogida es de 5 KHz y el Oscilador Externo es de 12MHz. Luego la Resolución Máxima que se puede lograr para el CU será de:

$$Res = \log (12Mhz/5Khz)/\log 2 = 11 \text{ bits}$$

Lo que resulta suficiente, porque en nuestro sistema los valores de CU serán representados en 8 bits.

4.4 Conversor A/D. Introducción.

En el PIC16F871 se integra un conversor A/D capaz de manejar hasta 8 entradas analógicas multiplexadas. Los pines de puerto del puerto A excepto el pin RA5 y todos los del puerto E, pueden programarse como entradas analógicas. En la Unidad de Control se utiliza únicamente el pin RA0, como entrada analógica de la señal de realimentación proveniente del tacómetro.

El A/D consiste de dos bloques principales: un circuito "Captura y Mantenimiento (Sample and Hold S/H)" y un cuantificador. Cada muestra de la señal de entrada se almacena en el capacitor del "sample and hold" (proceso de muestreo). Cuando el capacitor del S/H se carga

completamente comienza el proceso de cuantificación de la muestra. La cuantificación de cada muestra se realiza mediante el método de aproximaciones sucesivas hasta un número máximo de 10 bits (resolución).

4.4.1 Especificaciones del Conversor.

- **Resolución:** 10 bits.
- **Rango de Conversión:** seleccionable vía registro ADCON0. El rango puede establecerse entre VDD y VSS o entre dos referencias de voltaje colocadas en los pines RA2 y RA3. En este diseño se trabaja con un Rango de conversión entre 0 y 5 Volts (VSS y VDD respectivamente).
- **L.S.B:** Depende del Rango de Conversión y Resolución seleccionados. En este diseño el L.S.B es:

$$L.S.B = 5V / 2^8 = 5V / 256 = 19.5 \text{ mV}$$

- **Registros de control:**
 - _ A/D Registro de Control 0 (ADCON 0).
 - _ A/D Registro de Control 1 (ADCON 1).
- **Registros para almacenar el resultado de la conversión:**
 - _ A/D Registro de Resultado Alto. (ADRESH).
 - _ A/D Registro de Resultado Bajo. (ADRESL).

4.4.2 Registros de Control para el módulo ADC.

4.4.2.1 "A/D Registro de Control 0" (ADCON0) dirección: 1Fh , banco 0.

El ADCON 0 (figura 4-06), permite seleccionar el Reloj de Conversión.

El Reloj de Conversión es el periodo de la señal de reloj interna que controla el trabajo del cuantificador.

Por cada periodo de la señal de reloj se construye un bit del código de la salida.

Según especifica el fabricante, las combinación de los bits 7 y 6 del registro ADCON0 debe escogerse de forma tal, que el valor obtenido sea mayor a $1,6\mu\text{S}$.

Los bits 5,3 permiten seleccionar el canal que se desea convertir.

El bit 2 sirve para iniciar la conversión (GO) o para verificar si se ha finalizado (DONE).

El bit 0 es un interruptor que permite apagar o encender el conversor.

A continuación se indica en detalle el registro ADCON0, con todos los bits que involucran su configuración.

REGISTRO ADCON0, DIR 1Fh.

R/W 0	1 0	R/W 0					
ADC51	ADC50	CH52	CH51	CH50	GO/DONE	—	ADON
bit							bit

- bit 7-0: **ADC51-ADC50** Bits de selección del reloj de conversión.
 00 = FOSC/2
 01 = FOSC/8
 10 = FOSC/32
 11 = FRC Reloj derivado del Osc. RC
- bit 5-3: **CH52:CH50** Bit de selección del canal.
 000 = Canal 0, (RA0/AN0)
 001 = Canal 1, (RA1/AN1)
 010 = Canal 2, (RA2/AN2)
 011 = Canal 3, (RA3/AN3)
 100 = Canal 4, (RA5/AN4)
 101 = Canal 5, (RE0/AN5)⁽¹⁾
 110 = Canal 6, (RE1/AN6)⁽¹⁾
 111 = Canal 7, (RE2/AN7)⁽¹⁾
- No disponibles en el
 PIC16F870
- bit 2: **GO/DONE** Bit de Status de Conversión. (Este BIT está condicionado a que el BIT ADON esté en 1).
 1 = Conversión en progreso.
 0 = Fin de Conversión
- bit 1: **No implementado, se lee como cero.**
- bit 0: **ADON** Bit de apagado y encendido del A/D
 1 = A/D encendido.
 0 = A/D apagado.

Figura 4-06. Registro ADCON0.

4.4.2.2 "A/D Registro de Control 1" (ADCON1) dirección: 9Fh , banco 1.

El ADCON1 (figura 4-07) sirve para dos cosas:

- Especificar en que formato se quiere obtener el resultado de la conversión (figura 4-08).
- Especificar el formato (digital o analógico), de las líneas de los puertos A y E que están multiplexadas con las entradas analógicas del conversor (figura 2).

REGISTRO ADCON1, DIR. 9Fh.

U 0	U 0	R/W 0	U 0	R/W 0	R/W 0	R/W 0	R/W 0
ADIM	—	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit7				bit0			

bit 7: **ADFM**: Selección del Formato del resultado del ADC.

- 1 - Justificado a la derecha: los 6 bits más significativos del ADRESH se leen como ceros.
- 0 - Justificado a la izquierda los 6 bits menos significativos del ADRESL se leen como ceros.

bit 6:4: **No implementados, se leen como ceros.**

bit 3:0: **PCFG3-PCFG0**: Configuración del Puerto del AD (Puerto A).

PCFG3: PCFG0	AN7 ⁽¹⁾ RE2	AN6 ⁽¹⁾ RE1	AN5 ⁽¹⁾ RE0	AN4 RA5	AN3 RA3	AN2 RA2	AN1 RA1	AN0 RA0	VREF+	VREF-	Chan / Refs ⁽²⁾
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	0/0
0001	A	A	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	VSS	1/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	VDD	VSS	5/0
0011	D	D	D	A	VREF+	A	A	A	RA3	VSS	4/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	VDD	VSS	3/0
0101	D	D	D	D	VREF+	D	A	A	RA3	VSS	2/1
011A	D	D	D	D	D	D	D	D	VDD	VSS	0/0
1000	A	A	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	6/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	6/0
1010	D	D	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	VSS	5/1
1011	D	D	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	4/2
1100	D	D	D	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	3/2
1101	D	D	D	D	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	2/2
1110	D	D	D	D	D	D	D	A	VDD	VSS	1/0
1111	D	D	D	D	VREF+	VREF-	D	A	RA3	RA2	1/2

A - Entrada analógica.

D - Entrada digital

Figura 4-07. Registro ADCON1.



Figura 4-08. Formatos del resultado de la conversión.

4.4.3. Registros para almacenar el resultado.

A/D Registro de Resultado Alto. (ADRESH), dirección 1Eh del banco 0 y A/D Registro de Resultado Bajo. (ADRESL), dirección 9Eh del banco 1.

Son registros donde se puede leer el resultado de la conversión en el formato que se haya especificado en ADCON1.

4.4.4. Operación del conversor.

En la Unidad de Control la Conversión A/D de la señal del tacómetro se realiza vía el pin RA0 (canal 0 del A/D). El intervalo de muestreo del pin RA0 es controlado por el temporizador 0 cada 10ms. Cuando el temporizador cero se desborda produce una interrupción. En la subrutina de atención a Interrupción se realiza la conversión A/D.

Note que el fin de conversión se chequea mediante la encuesta del bit GO / DONE, (iniciar / finalizar).

4.4.4.1. Tiempo de adquisición.

Es el tiempo mínimo que debe ser esperado hasta que se cargue el Capacitor del S/H del conversor, antes de ordenar el inicio de una

conversión. Este tiempo puede calcularse empleando la siguiente expresión:

$$T_{ACQ} = T_{AMP} + T_C + T_{COFF}$$

$$T_{ACQ} = 2 \mu s + (120 \text{ pF})(1 \text{ k}\Omega + R_{SS} + R_S) \ln(1/2047) + [(Temp - 25^\circ\text{C})(0,05 \mu s/^\circ\text{C})]$$

- **Tamp:** es el tiempo de respuesta de la salida del amplificador (o el dispositivo) que hay conectado a la entrada analógica. 2μS es un valor típico.
- **Tc:** es el tiempo de carga del capacitor del S/H.
- **RSS:** resistencia de ON del interruptor, típicamente de 7 K.
- **RS:** resistencia interna de la fuente de señal. Para minimizarla se recomienda colocar un buffer.
- **Nota:** el valor de 120 pF corresponde al valor típico del capacitor del S/H.
- **Tcoff:** es el coeficiente de temperatura (la respuesta del S/H varía con la temperatura del chip).
- **Temp:** temperatura de trabajo del chip.

En el diseño:

Supongamos que la tarjeta trabaja a una temperatura máxima de 50°C, con una fuente analógica que tiene una resistencia interna de

10K (valor crítico), una fuente de alimentación de 5V, una resistencia interna del interruptor de 7K.

$$T_{ACQ} = T_{AMP} + T_C + T_{COFF}$$

$$T_{ACQ} = 2 \mu s + T_c + [(Temp - 25^{\circ}C)(0,05 \mu s/^{\circ}C)]$$

$$T_c = -C_{HOLD} (R_{IC} + R_{SS} + R_s) \ln(1/2047)$$

$$= -120 \text{ pF} (1 \text{ k}\Omega + 7 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega) \ln(0,0004885)$$

$$= -120 \text{ pF} (18 \text{ k}\Omega) \ln(0,0004885)$$

$$= -2,16 \mu s (-7,6241)$$

$$16,47 \mu s$$

$$T_{ACQ} = 2 \mu s + 16,47 \mu s + [(50^{\circ}C - 25^{\circ}C)(0,05 \mu s/^{\circ}C)]$$

$$18,47 \mu s + 1,25 \mu s$$

$$19,72 \mu s$$

Nota: el coeficiente de temp. (TCOFF) solo es necesario para temp > 25oC.

Estos resultados implican que hay que esperar 20 μ S antes de ordenar inicio de conversión.

Los cálculos anteriores se han realizado para condiciones extremadamente críticas para que el diseño trabaje en cualquier condición.

4.4.5 Registros de Control del Conversor en el diseño.

En la tabla siguiente se muestran los valores cargados en los Registros de Control del A/D en el diseño de la Unidad de Control del proyecto.

Tabla VII. Resumen de los valores cargados en los Registros de Control del A/D.

Registro	Valor en Binario							
	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
ADCON0	0	0	0	0	0	1/0	-	1/0
ADCON1	0	-	-	-	1	1	1	0

4.5. Temporizadores utilizados en el diseño.

En el diseño se utilizan los tres temporizadores integrados en el PIC16F871. Las funciones asignadas a cada uno de ellos son las siguientes:

Temporizador 0. Se utiliza para generar una base de tiempo de 10ms. Cada 10 ms el temporizador 0 genera una interrupción por desbordamiento. En la interrupción del temporizador 0 se realizan los siguientes procesos:

- Realizar la Conversión A/D.
- Muestrear los sensores de sobrecorriente y batería baja (RB5 y RB6).

Temporizador 1. Se utiliza para generar una base de tiempo. El temporizador 1 genera una interrupción por desbordamiento. En la interrupción del temporizador 1 se realizan los siguientes procesos:

- Muestreo del teclado.
- Actualizar el indicador de giro (barra giratoria en el display), si el motor está girando en el momento en que se atiende la interrupción.

Temporizador 2. El temporizador 2 queda dedicado a generar el período de la Onda de PWM, para garantizar el funcionamiento del Módulo CCP en Modo PWM.

4.5.1 Funcionamiento de los temporizadores integrados al PIC16F871.

Módulo TMR0. Introducción.

El módulo TMR0 es el temporizador/contador primario que incluyen los Microcontroladores PICS que poseen temporizadores.

Especificaciones técnicas generales del módulo:

- Puede ser programado como temporizador o contador de 8 BITS ascendente. El conteo o la temporización se lleva en un registro (TMR0), que se puede leer y escribir.
- Posee una "pre-escala" programable de 8 BITS.

- Fuente de reloj seleccionable (interna o externa), según se trabaje como temporizador o contador.
- Genera una IT por desbordamiento (FF → 00) si los bits **T0IE** y **GIE** del registro **INTCON** están en 1.

Registros para el Control del Temporizador 0. Registro Option (dir. 81h del banco1); INTCON (dir. 0h, 8Bh, 10Bh, 18Bh).

Registro OPTION.

R/W-1							
RSPU	INTEG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
bit7							bit0

- bit 7: **RSPU**: Habilitación de los PULL UPS del puerto B.
 1 = Inhabilitados.
 0 = Habilitados.
- bit 6: **INTEG**: Frente de disparo de la INT por pin RB0
 1 = Con la subida
 0 = Con la caída.
- bit 5: **T0CS**: Selección de la fuente de reloj para el Tmr0.
 1 = pin RA4/T0CKL (modo contador)
 0 = cuenta ciclos de instrucción (modo "timer").
- bit 4: **T0SE**: Frente de conteo por el PIN RA4/T0CKL (modo contador).
 1 = cuenta con la subida
 0 = cuenta con la caída.
- bit 3: **PSA**: Bit de asignación del Prescaler.
 1 = Pscaler al watch Dog.
 0 = Pscaler al Tmr0.
- bit 2-0: **PS2:PS0**: Factor de división del Pscaler.

Bit Value	TMR0 Rate	WDT Rate
000	1 / 2	1 / 1
001	1 / 4	1 / 2
010	1 / 8	1 / 4
011	1 / 16	1 / 8
100	1 / 32	1 / 16
101	1 / 64	1 / 32
110	1 / 128	1 / 64
111	1 / 256	1 / 128

Figura. 4-09. Registro OPTION.

Registro INTCON.

Este registro permite controlar las interrupciones de los periféricos básicos, incluyendo la del Temporizador 0.

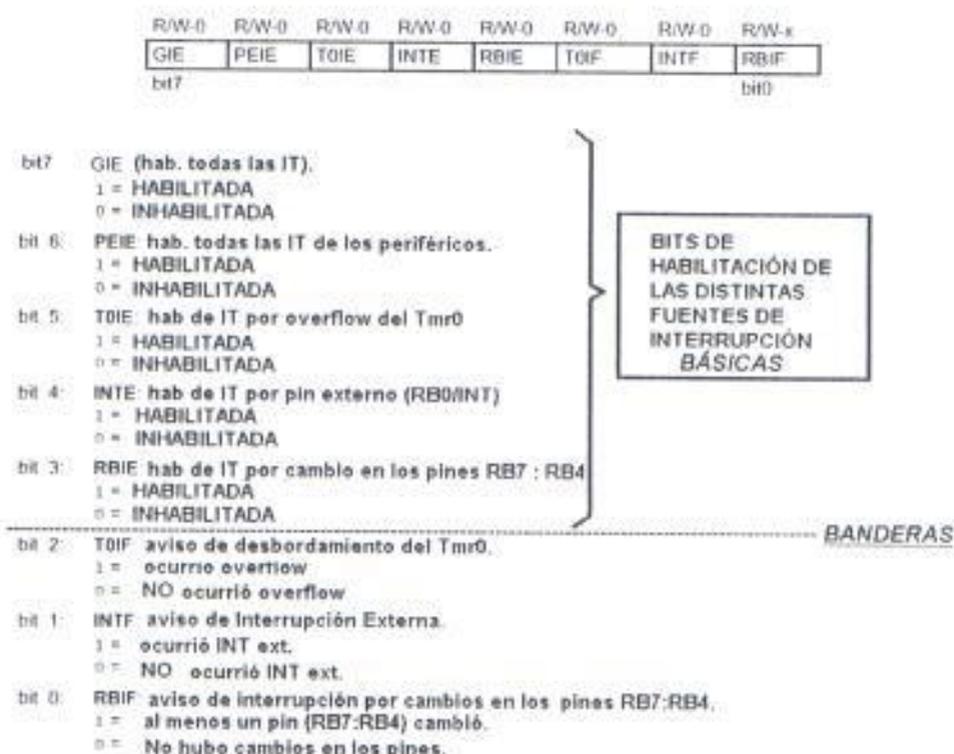


Figura 4-10. Registro INTCON.

Funcionamiento del módulo.

Modo Temporizador.

Se selecciona haciendo 0 el bit T0CS del registro OPTION (81h). Si no se selecciona la PRE-ESCALA, en este modo el temporizador cuenta Ciclos de Máquina ($f_{osc}/4$). El resultado de la temporización se puede

leer en el registro TMR0, que se encuentra en la dirección 01h del banco 0 exclusivamente. El registro TMR0 también puede ser alterado por el programador, o sea durante la temporización o el conteo. *Si Ud. altera el TMR0 su incremento se retarda en dos Ciclos de Máquina.*

Si se utiliza la Pre-escala (PSA = 0), el reloj de entrada al temporizador ($F_{osc}/4$) se divide por los siguientes factores (figura 4-11), según la combinación que se coloque en los bits PS2:PS0 del registro "OPTION".

Bit Value	TMR0 Rate	WDT Rate
000	1 : 2	1 : 1
001	1 : 4	1 : 2
010	1 : 8	1 : 4
011	1 : 16	1 : 8
100	1 : 32	1 : 16
101	1 : 64	1 : 32
110	1 : 128	1 : 64
111	1 : 256	1 : 128

Figura 4-11. Factores de división de la Pre-escala para el tmr0 y el Watch Dog.

Modo Contador.

Se selecciona poniendo el BIT TOCS = 1, con esto se habilita el conteo de eventos externos por el pin Ra4, con el flanco de subida o de caída, según el valor del BIT 4 (T0SE), del registro "OPTION". Si T0SE = 1, cuenta con la caída y en caso contrario con la subida.

Configuración del temporizador 0 para el trabajo en el diseño de la Unidad de Control.

En la Unidad de Control el temporizador 0 trabaja en modo temporizador con pre-escala configurado para dividir entre 64. La configuración del temporizador 0 se logra cargando en el Registro OPTION la palabra 00000101.

Módulo TMR1.

El Temporizador 1 es un "temporizador/contador" de 16 bits que incluye una Pre-escala Digital de 4 pasos.

Especificaciones técnicas generales del módulo.

- Puede configurarse como contador de eventos externos ascendente (en dos modos diferentes) y como temporizador. El modo de trabajo se selecciona mediante el bit TMR1CS: (T1CON <1>, dir. 10h del banco 0).
- El conteo (o temporización) puede leerse en dos registros: TMR1H (0Fh) y TMRL (0Eh).
- Genera INT por desbordamiento, si ésta fue habilitada. La INT se indica mediante la bandera TMR1IF (PIR1 <0>, dir. 0Ch del banco

0). La INT puede habilitarse o inhabilitarse mediante el bit TMR1IE: (PIE <0>, dir. 8Ch del banco 1).

- El TMR1 puede apagarse o encenderse mediante un bit, el TMR1ON (T1CON <0>, dir. 10h del banco 0).
- El TMR1 posee una entrada de RESET por HW, interno. Este RESET solo puede ser generado por el módulo CCP, no puede ser manipulado por el programador.

Registros para el trabajo con el TEMPORIZADOR 1.

Registros T1CON (10h del banco 0); TMR1H (0Fh del banco 0); TMR1L (0Eh del banco 0); PIE1 (8Ch del banco 1); PIR1 (0Ch del banco 0).

Registro T1CON.

El temporizador 1 se controla con el registro T1CON (figura. 4-12). En este registro se controla el apagado y el encendido del temporizador 1 (TMR1ON = 1 enciende el temporizador), el modo de operación (TMR1CS = 0, habilita modo temporizador), la habilitación del oscilador externo conectado a los pines: T1OSI ("Temporizador1 Oscilator Input"), (Entrada de Oscilador Temporizado1) y T1OSO ("Temporizador1 Oscilator Output"), (Salida de Oscilador Temporizado1) entre otras funciones.

T1CON: REGISTRO DE CONTROL DEL TIMER1.

U/O	U/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O
—	—	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON
bit 7						bit 0	

bit 7,6 Unimplemented: Read as 0

bit 5,4 T1CKPS1:T1CKPS0: Timer1 Input Clock Prescale Select bits

- 11 = 1/8 Prescale value
- 10 = 1/4 Prescale value
- 01 = 1/2 Prescale value
- 00 = 1/1 Prescale value

bit 3 T1OSCEN: Timer1 Oscillator Enable bit

- 1 = Oscillator is enabled
- 0 = Oscillator is shut off. The oscillator inverter and feedback resistor are turned off to eliminate power drain

bit 2 T1SYNC: Timer1 External Clock Input Synchronization Select bit

When TMR1CS = 1:

- 1 = Do not synchronize external clock input
- 0 = Synchronize external clock input

When TMR1CS = 0:

This bit is ignored. Timer1 uses the internal clock when TMR1CS = 0.

bit 1 TMR1CS: Timer1 Clock Source Select bit

- 1 = External clock from pin T1OSO/T1CKI (on the rising edge)
- 0 = Internal clock (F_{OSC}/4)

bit 0 TMR1ON: Timer1 On bit

- 1 = Enables Timer1
- 0 = Stops Timer1

Figura 4-12. Registro de Control del TEMPORIZADOR1 (T1CON).

TMR1H (0Fh del banco 0) y TMR1L (0Eh del banco 0).

En este par de registros se almacena el resultado de la temporización.

PIE1 (8Ch del banco 1) y PIR1 (0Ch del banco 0).

El registro PIE1 es uno de los registros que en general sirve para habilitar las interrupciones de los periféricos extendidos (adicionales a los básicos). En este registro la INT del temporizador 1 se habilita

seteando el bit 0. Adicionalmente deben estar seteados los bits 6 y 7 del registro INTCON para que se produzca la INT por desbordamiento. El registro PIR1 es el que almacena todas las banderas correspondientes, a cada una de las fuentes de interrupción.

Modos de Operación del Temporizador 1.

Modo Temporizador.

El temporizador1 se utiliza en el diseño como temporizador.

El Modo temporizador se habilita llevando a cero el bit TMR1CS=0 (T1CON <1>). En este modo el par de registros TMR1H y TMR1L se incrementan con cada ciclo de máquina o sea cada 4 pulsos del oscilador externo. El temporizador sufrirá desbordamiento cuando hayan transcurrido 65535 Ciclos de Máquina. El tiempo total de desbordamiento, puede calcularse entonces como:

$$T_{over} = 65535 \cdot \text{Ciclo de Máquina} \cdot \text{Valor de la Pre-escala.}$$

Modo Contador.

El Modo Contador se selecciona seteando el bit TMR1CS=0 (T1CON <1>). La señal de conteo puede conectarse a los pines T1OSI ó T1OSO. Si la señal se conecta al pin T1OSI el bit T1OSEN debe ser igual a 1 para permitir el paso de la señal. Si la señal se conecta al pin T1OSO el bit T1OSEN debe ser 0 para permitir el paso de la señal. En

ambos casos los registros TMR1H y TMR1L se incrementan con cada frente de subida de las respectivas señales (figuras. 4-13 a y b). Cuando $T10SEN = 1$, los pines T1OSI y T1OSO se convierten automáticamente en entradas y se ignora el valor cargado en el registro TRIS.

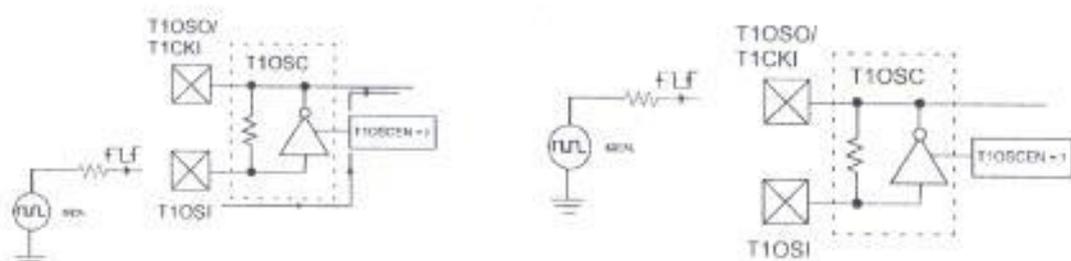


Figura. 4-13. Esquema de conexión de una señal por T1OSI. Izquierda: cuando el bit $T10SEN = 1$ el inversor está habilitado y la señal de reloj es tomada del pin T1OSI. Derecha: cuando el bit $T10SEN = 0$, el inversor está en OFF y la señal es tomada del pin T1OSO.

Oscilador Externo del temporizador 1.

Entre los pines T1OSI y T1OSO, existe la posibilidad de conectar un oscilador a cristal. Observe que si el bit $T10SEN = 1$ ("oscilador habilitado"), conectando el cristal Ud. puede formar el circuito oscilador (figura. 4-14). No debe confundirse este modo de trabajo con el modo Temporizador, en este caso el temporizador 1 funciona como tal, pero

- **Modo Contador Asíncrono.** T1SYNC = 1 (T1CON<2>), T1OSEN = 1 ó 0.

En este modo, el temporizador se incrementa asincrónicamente con el reloj externo. En Modo SLEEP, el TMR1 continuará incrementándose y puede generar INT en el desbordamiento, que sirve "para despertar el procesador".

En este modo el Temporizador no puede utilizarse como base de tiempo para operaciones de captura o comparación, relacionadas con el Módulo CCP.

Pre-escala del TMR1.

La Pre-escala del Temporizador 1 es digital de 4 pasos (figura. 4-15).

T1CKPS1:T1CKPS0: BITS PARA LA SELECCIÓN DEL FACTOR DE DIVISIÓN. bits 5 y 4 del reg. T1CON.

11 = 1:8 Prescale value

10 = 1:4 Prescale value

01 = 1:2 Prescale value

00 = 1:1 Prescale value

Figura. 4-15. Pasos de división de la Pre-escala del TEMP 1.

Sobre la lectura de los registros TMR1H y TMR1L cuando se trabaja en modo contador asincrónico.

Como el resultado de la temporización se almacena en dos registros de 8 bits (TMR1H y TMR1L), es necesario realizar dos lecturas para

almacenar el resultado completo. Cuando el reloj del sistema es del orden del oscilador del temporizador, es posible cometer errores entre una lectura y otra, luego en este caso se recomienda detener el temporizador antes de realizar la lectura.

Configuración del temporizador1 para el trabajo en el diseño de la Unidad de Control.

En la Unidad de Control el temporizador 1 trabaja en modo temporizador con la pre-escala configurado para dividir entre 4. La configuración del temporizador 1 se logra cargando en el T1CON la palabra 00100000. Para encender el temporizador 1, basta con setear el bit 0 del T1CON.

Módulo Temporizador 2.

El Temporizador 2 es un temporizador de 8 bits que sólo trabaja como tal. No funciona en modo contador. El Módulo Captura/Compara/PWM lo utiliza para generar el periodo de la onda de PWM, luego no es posible utilizarlo libremente cuando se esté utilizando el módulo CCP en la modalidad de PWM, aunque la salida de su "Post-escala" pudiera servir de base de tiempo para controlar algún evento a medida que se genera PWM.

Especificaciones técnicas generales del módulo:

- Funciona solo como temporizador de 8 bits.
- Es pre-cargable, o sea es posible cargar el período de la temporización en un registro (PR2, dir. 92h del banco 1). El temporizador se desborda cuando el valor del registro de temporización (TMR2, dir. 11h del banco 0) es igual al PR2.
- Posee Pre-escala programable de tres factores de división (1:1, 1:4, 1:16) y Post-escala programable de 16 factores de división (1:1, 1:2, 1:3.... 1:16).
- Genera interrupción cuando se desborda. El tiempo de desbordamiento del temporizador está condicionado también al factor de división del Post-escala asignado al temporizador. A la salida del Post-escala está conectado el bit TMR2IF (bandera de INT del TMR2. En general, el tiempo de generación de IT dependerá del factor asignado al Post-escala, el valor cargado en el registro PR2 y el valor asignando a la Pre-escala del temporizador.

Registros para el trabajo con el TEMPORIZADOR 2.

Registros T2CON (12h del banco 0); PR2 (92h del banco 1); TMR2 (11h del banco 0); PIE1 (8Ch del banco 1); PIR1 (0Ch del banco 0).

Registro T2CON (12h).

REGISTRO DE CONTROL DEL TIMER 2.

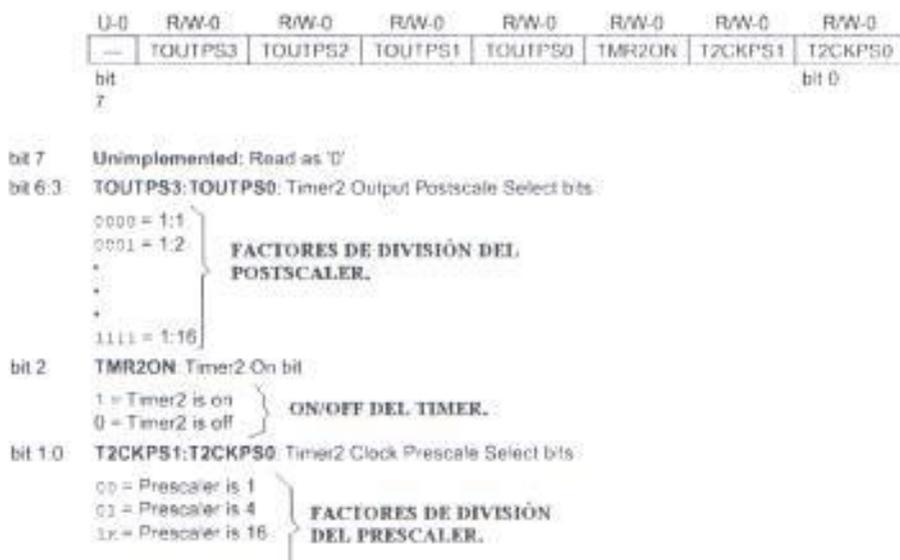


Figura 4-16. Registro de Control T2CON.
Registro PR2.

Debe cargarse con el valor del periodo, previo al encendido del Temporizador 2. Este registro se carga con FFh después de un Reseteo.

Registro TMR2

Es el registro de temporización.

Registros PIE1 y PIR1.

El registro PIE1 es uno de los registros que en general sirve para habilitar las interrupciones de los periféricos extendidos (adicionales a los básicos). En este registro la INT del temporizador 2 se habilita seteando el bit 1 de este registro. Adicionalmente deben estar seteados los bits 6 y 7 del registro INTCON para que se produzca la INT por desbordamiento.

El registro PIR1 es el que almacena todas las banderas correspondientes, a cada una de las fuentes de interrupción.

Pre-escala del TEMPORIZADOR 2.

La Pre-escala del temporizador 2 es digital de tres pasos (1:1, 1:4, 1:16), programables mediante los bits T2CKPS1:T2CKPS0 (bits 1 y 0 del registro T2CON).

Post-escala del TEMPORIZADOR 2.

El Post-escala del temporizador 2 es también digital, de 16 pasos (1:1, 1:2, 1:3... 1:16) programables mediante los bits TOUTPS3:T2CKPS0 (bits 6 al 3 del registro T2CON).

Configuración del temporizador2 para el trabajo en el diseño de la Unidad de Control.

En la Unidad de Control el temporizador 2 trabaja en modo temporizador sin "Post-escala" y con preescaler configurado para dividir entre 16. La configuración del temporizador 2 está sujeta a las necesidades del generador de PWM y se logra cargando en el T2CON la palabra 00000011. Para encender el temporizador 2, se debe setear el bit 2 del T2CON.

Debe configurarse también el registro PR2 para definir la frecuencia de PWM (en este caso 5Khz).

4.5.2 Resumen de los valores cargados en los registros de control de los temporizadores utilizados en la Unidad de Control.

En la tabla VIII se muestra un resumen de los valores cargados en los registros de control correspondientes a cada temporizador para garantizar su funcionamiento.

Tabla VIII. Resumen de los valores cargados en los Registros de Control de los temporizadores utilizados en el diseño.

Registro	Valor en Binario							
	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
OPTION_REG	0	0	0	0	0	1	0	1
INTCON	1	1	1	0	0	1/0	1/0	1/0
T1CON	0	0	1	0	0	0	0	0
T2CON	0	0	0	0	0	0	1	1
PR2	0	0	1	0	0	1	0	1
PIE1	0	0	0	0	0	0	0	1
PIR1	1/0	1/0	1/0	1/0	1/0	1/0	1/0	1/0

4.6 Bloque de Entrada / Salida de Datos.

El Bloque de Entrada / Salida de datos se compone de un teclado lineal de 5 teclas y un L.C.D (Display de Cristal Liquido). El teclado permite la entrada de datos y el control de la operación del sistema. El LCD permite visualizar las diferentes pantallas que garantizan el funcionamiento del sistema.

Teclado.

La conexión de las teclas se ha realizado en forma lineal, directamente al puerto B (figura 4-02). No se utilizan resistores de "pull-up" externos porque el puerto B los posee internos. Los pull-up se habilitan haciendo

cero el bit 7 del registro OPTION. La asignación de funciones de las teclas se muestra en la tabla siguiente.

Tabla IX. Teclas, Funciones y Pin Físico al que están conectadas.

Tecla	Función	Pin de Puerto
SUBIR	Sirve para incrementar el Ciclo Útil y mover el cursor.	RB0
BAJAR	Sirve para decrementar el Ciclo Útil y mover el cursor.	RB1
ENTER	Aceptar valor de Ciclo Útil o fuente seleccionada	RB2
CANCEL	Subir un nivel en la jerarquía de menus (pantallas) o apagado ("apagado normal")	RB3
GIRO	Funciona en modo "toggle" y sirve para cambiar la dirección de giro.	RB4

PANTALLA DE CRISTAL LIQUIDO (L.C.D)

Se utiliza un L.C.D (Pantalla de Cristal Liquido) matricial de 2 x 16 (dos filas, 16 matrices). Para realizar el interfaz con el L.C.D (figura 4-17) se utilizan 8 líneas de datos (Puerto D) y 3 líneas de control (RE0, RE1, RE2). El L.C.D posee un controlador inteligente que necesita de una secuencia de iniciación (ver apartado de Software).

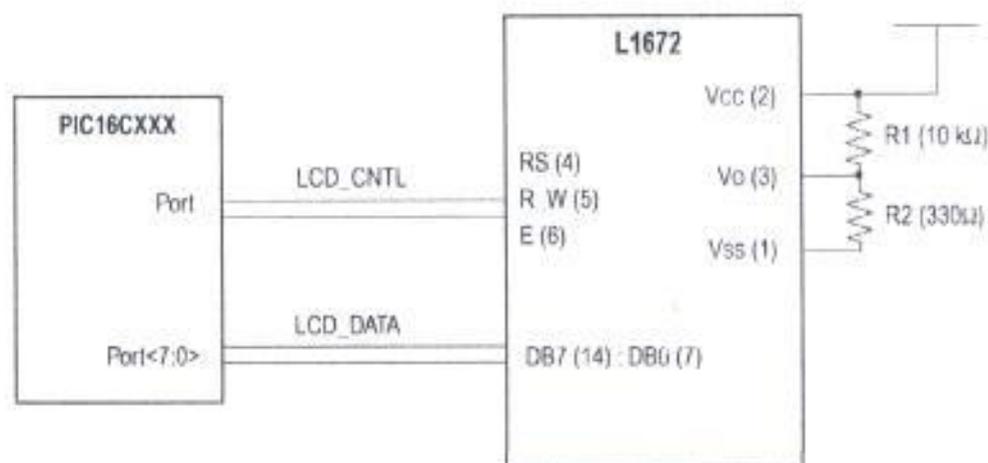


Figura 4-17. Interfaz con el LCD utilizado. El pin Vo se utiliza para el ajuste del contraste mediante potenciómetro (1 - 10K) conectado a VCC (pin 2).

Las Líneas de Control del L.C.D funcionan de la siguiente manera:

- **RS (Registro de Selección).** RS = 1 indica al controlador que el valor que está en el Bus es un dato. El nivel contrario indica que es una instrucción para el controlador.
- **R/W (Lectura / Escritura).** R/W = 0 indica que sobre el LCD se realizará una operación de escritura. Un uno indica lectura del LCD. En la aplicación el LCD sólo se escribe, por lo tanto R/W permanece siempre en cero.
- **E (Habilitación).** Un pulso positivo en E, habilita el dato o la instrucción que se ha colocado previamente en el Bus. La duración del pulso debe ser como mínimo $1\mu\text{S}$.

4.7 Bloque de Interfaz con el Circuito de Fuerza.

Se compone de un relé para conectar la fuente de alimentación.

A este bloque ingresan las señales de sobrecorriente y batería baja vía conector. La indicación de batería baja se indica mediante LED y la de sobrecorriente mediante cartel. Ante la condición de batería baja sólo se indica y ante una sobrecorriente se procede al apagado inmediato de la carga hasta que el servicio sea restablecido por intervención del usuario.

4.8. Funcionamiento del Programa de Aplicación.

4.8.1. Ajuste del Ciclo Útil (CU).

El ajuste del CU se realiza como resultado del proceso "go_on". "Go_on" comienza colocando la pantalla de ajuste del CU. Después de la pantalla se comienza a supervisar las teclas SUBIR, BAJAR, ACEPTAR y CANCELAR. SUBIR y BAJAR enrutan el programa hacia los segmentos inc_cu y dec_cu respectivamente. En dichos segmentos se produce el incremento o decremento del valor del CU a aplicar expresado en %. El valor se almacena en la variable cu_p. Si en este segmento se pulsa ACEPTAR, el valor ajustado para el CU queda almacenado en cu_p y se pasa al segmento **genera**; que corresponde al funcionamiento normal del sistema.

Segmento de entrada en funcionamiento ("genera").

"Genera" comienza con la conversión del CU expresado en % al número que será cargado en el registro CCPR1L del Módulo CCP. Un incremento del 2% en el display implica un incremento en 5 unidades en el registro CCPR1L (CCPR1L = 0,5,10,15, ... , 250). La conversión % a unidades se realiza mediante una tabla (subrutina cu_tab). El índice de la tabla es el propio valor del CU en %, en el cuerpo de la tabla se guardan los 100 valores a cargar en el CCPR1L. El valor de CCPR1L extraído de la tabla se guarda en una variable de respaldo cu_max. Si cuando se produzca el arranque CCPR1L es igual a 00h (CU = 0%), el valor de cu_max deberá alcanzarse lentamente para evitar transientes durante el arranque del motor.

Después de la conversión del CU, se aplica físicamente el voltaje que se asignó en el segmento de selección y se pasa a la pantalla de funcionamiento.

En la pantalla 6, ya se muestra la velocidad real del motor (segmento "show_speed") a partir de la adquisición vía canal 0 del conversor A/D; a donde se ha conectado la salida del tacómetro. Si en esta pantalla se presionan las teclas SUBIR o BAJAR se regresa inmediatamente al segmento de ajuste del

CU; para cambiar la velocidad del motor o en general el Nivel de DC aplicado a la carga.

El arranque del motor se produce al final del segmento "genera", una vez que todas las condiciones están dadas. El arranque, como ya se había indicado; es suave si se parte de CCPR1L = 00h.

Después que el motor comienza a girar, se observará un indicador giratorio en la pantalla (/) y se pasa a realizar la encuesta del teclado con la intención de:

- Actualizar el Ciclo Útil (SUBIR / BAJAR).
- Cambiar la dirección de giro del motor (GIRO).
- Generar un apagado normal del sistema (CANCELAR / APAGAR).

Si se presionan las teclas SUBIR o BAJAR se pasa al segmento "go_on", para realizar la actualización del CU.

Si se presiona la tecla GIRO, se procede a invertir la configuración de giro vía señales opto acopladas "A" y "B" (consulte esquema eléctrico). La inversión del giro observa la siguiente secuencia:

- Apaga A y B.
- Espera un tiempo.
- Cambia el estado de A y B.

Si se presiona CANCELAR / APAGAR se comienza el apagado del sistema (subrutina "shut_down"). El apagado del sistema puede ser normal - o porque se produce una sobrecarga. El apagado por sobrecarga se trata en el segmento que describe la subrutina de atención a interrupción. El muestreo de la señal de sobrecarga, se produce cada 10ms; vía interrupción del temporizador0.

4.8.2. Segmento de Atención a Interrupción.

Los dispositivos cuyas interrupciones han sido habilitadas en esta aplicación son el *temporizador 0* y el *temporizador 1*. El primero es capaz de interrumpir cada *10ms* aproximadamente y el segundo cada *87 ms.* aproximadamente.

La interrupción del *temporizador 0* se utiliza para:

- Muestrear las líneas de batería baja y sobrecorriente (sobrecarga).
- Realizar la conversión A/D del canal 0; al que se ha conectado la señal que proviene del tacómetro.

La interrupción del *temporizador 1*, se utiliza para leer el teclado y actualizar el indicador de giro en la pantalla si se ha iniciado el giro del motor (bandera de *giro?* = 1).

Proceso de Interrupción en los M.C de la Familia Media.

La filosofía del Manejo de Interrupciones y la Cantidad de Fuentes de Interrupción que oferta Microchip en sus CHIPS, es según mi criterio, una de las razones que han potenciado el consumo de estos Microcontroladores. Es importante que el lector no pase por alto este epígrafe. A lo largo de este curso demostraremos que la opción del empleo de Interrupciones siempre estará latente en las aplicaciones que se generen.

Fuentes de Interrupción en los M.C de la Familia Media.

Los PICS de esta familia pueden manejar diversas fuentes de interrupción. Por lo general con cada periférico hay asociada una fuente de interrupción y en algunos casos a un mismo periférico corresponde más de una fuente de IT, como por ejemplo el Módulo USART.

A continuación resumimos todas las fuentes de IT posibles en los MC de esta familia. Para organizar mejor la información dividiremos los tipos de fuente de IT en dos categorías: básicas y otras fuentes de IT.

Fuentes básicas.

- Int. por pin externo (pin RB0/INT). El pin RB0 es un pin de puerto que está multiplexado con la función de INT externa.
- Por desbordamiento del TMR0. Esta fuente se utiliza en la Unidad de Control.
- Por cambio en los pines de puerto RB7 ; RB4.
- Por completamiento del ciclo de escritura en la EEPROM de Datos. La EEPROM de datos es otro periférico muy común en los MC de esta familia. Es una memoria tipo EEPROM y por lo tanto NO volátil, que puede escribirse y leerse desde el programa de aplicación.

Otras fuentes de interrupción.

- Por cambio en el Módulo Comparador (este se refiere a un comparador analógico que puede estar incluido en algunos MC de esta familia.)
- INT del Puerto Paralelo Esclavo.

- Interrupciones varias del USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Tx), (Recepción Sincronica y Asincronica Universal).
- INT por completamiento del Ciclo de Conversión en los conversores A/D.
- INT del Módulo LCD.
- INT por desbordamiento del TMR1. Esta fuente de interrupción se utiliza en el diseño de la Unidad de Control.
- INT por desbordamiento del TMR2.
- INT por el Módulo CCP.
- INT por el Módulo SSP (Serial Synchronous Port), (Puerto Serial Sincrónico).

Ciclo de Interrupción en los PICS de la Familia Media.

Cuando un dispositivo solicita INT, ocurre la siguiente secuencia de eventos:

1. Se completa la ejecución de la instrucción en curso.
2. Se incrementa el PC (Contador de Programas) y se guarda en la PILA.
3. El PC se carga con al dirección 0004, que es donde se encuentra ensamblado el "Vector de Interrupción".

4. En la dirección 0004 se coloca una instrucción de salto (Vector de Interrupción) a partir de la cual se ensambló la subrutina de atención a IT.
5. En los PICS de la Familia Media la subrutina de atención a IT es única, una vez dentro de ella se procede a identificar la fuente de interrupción (encuestando las banderas correspondientes) y a actuar sobre el periférico que en ese momento solicita la interrupción. Para ello todos los PICS poseen registros de Banderas que sirven de aviso sobre la fuente de IT que generó el evento de la IT.
6. Finalmente cualquier subrutina de IT en los PICS termina limpiando todas las banderas (para evitar una IT re-entrante) y con la instrucción RETFIE, que es la encargada de cargar el PC con el valor que había sido guardado en la PILA.

Registros para el Manejo de Interrupciones en los PICS.

Para el manejo de IT en los PICS existen dos tipos de registros especiales: los registros de control y los registros banderas de IT. Los primeros permiten habilitar las distintas fuentes de IT y los segundos son necesarios para averiguar cuál periférico generó la IT.

La manera más fácil de estudiar estos registros es relacionarlos con el periférico del chip que se esté empleando.

R/W-0	R/W-x						
GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF
bit7						bit0	



Figura 4-18. Registro de Control de Interrupciones (INTCON).

Finalmente, si un PIC, maneja Interrupciones hay un registro básico que nunca faltará, el registro INTCON (Figura 4-24). En este registro se incluyen los bits para habilitar las fuentes básicas de IT, así como los BITS que sirven de banderas para c/u de las fuentes básicas de interrupción individuales.

El registro INTCON se encuentra en la localización 0bh de todos los bancos de la Memoria de Datos. Por lo tanto para escribir o leer su contenido no es necesario cambiar de banco modificando los BITS correspondientes del registro STATUS.

Por otra parte la habilitación y comprobación de la ocurrencia de otras fuentes de interrupción, se puede realizar a través de los registros PIE1 ("Peripheral Interrupt Enable"), (Interrupción Periférica Activa) y PIR1 ("Peripheral Interrupt Register"), (Interrupción Periférica Registra); respectivamente.

Segmentos de la subrutina de Atención a Interrupción.

En el anexo a este material se documenta a través de un Diagrama de Flujo los procesos que ocurren en la subrutina de Atención a Interrupción. A continuación se comentan los detalles más importantes.

4.8.3. Chequeo de Batería Baja y Sobrecarga.

Se realiza como parte de la atención a la int del temporizador 0.

El segmento de batería baja incluye la encuesta del estado del pin RB5 y el encendido de un indicador si el pin está en cero. El segmento de sobrecarga incluye la encuesta del pin RB6. Ante la detección de un nivel bajo en este pin se procede a generar el apagado vía subrutina "shut_down" y a detener la ejecución del sistema hasta que se pulsen cualesquiera de las siguientes teclas: SUBIR, BAJAR o CANCELAR (APAGAR).

4.8.4. Conversión analógico - digital.

Se realiza después del chequeo de las líneas de batería baja y sobrecorriente, en el mismo segmento de atención al temporizador0. Incluye básicamente la espera del Tiempo de Adquisición (carga del capacitor C_{hold}) y la Cuantificación. La operación del conversor se puede resumir de la manera siguiente:

- Encender conversor.
- Esperar el Tiempo de Adquisición.
- Dar inicio de cuantificación ($GO/*DONE = 1$) y esperar por la respuesta de fin de cuantificación ($GO/*DONE = 0$).
- Si $GO/*DONE = 0$, el dato puede leerse en los registros ADRESH y ADRESL. En nuestro caso sólo nos interesa ADRESH; porque se trabaja con una resolución de 8 bits.

4.8.5. Atención al teclado.

Se realiza cada vez que pasan dos interrupciones del temporizador1.

El número de veces se almacena en la variable "veces".

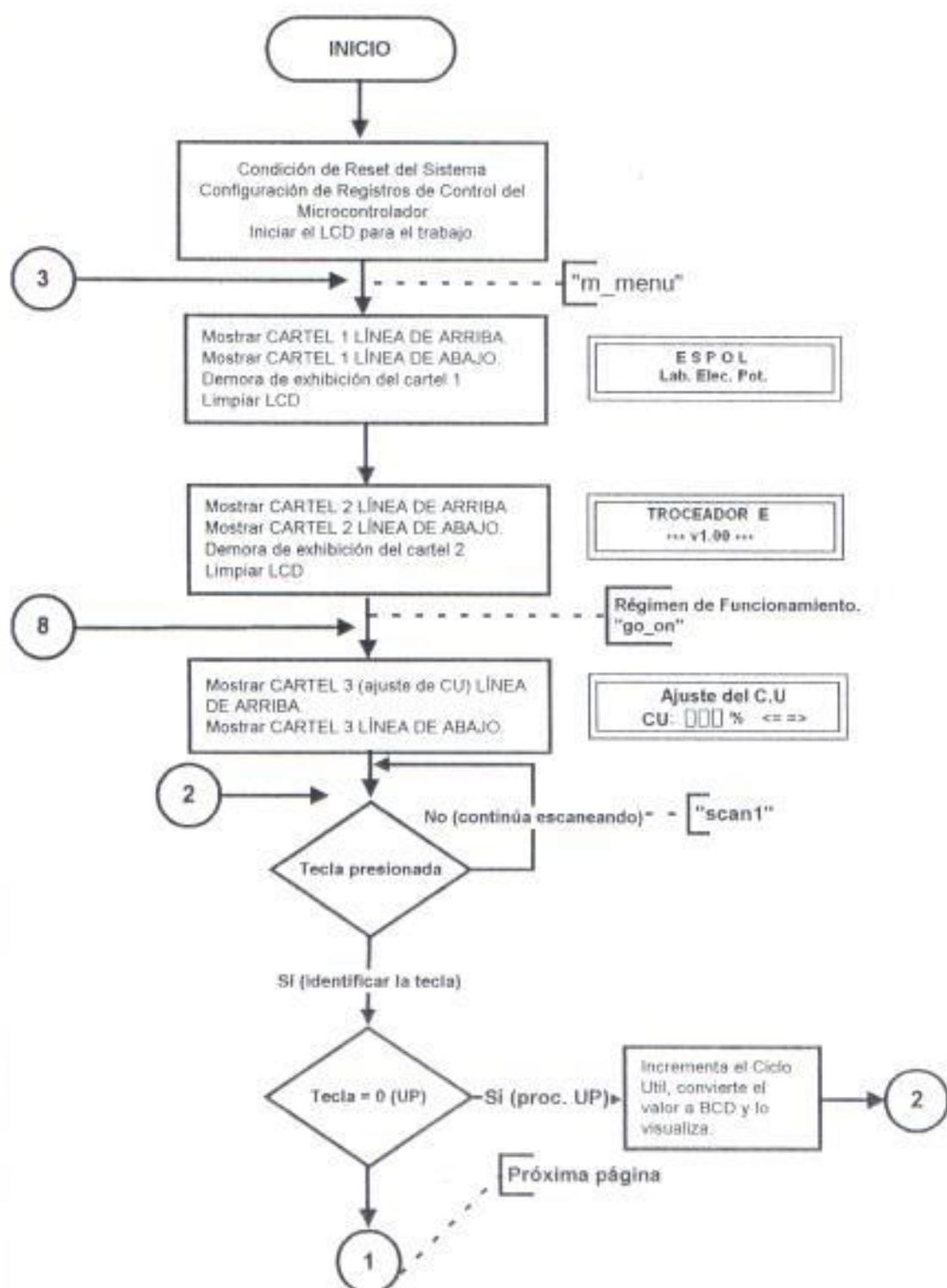
4.8.6. Actualización del "Spot de Giro".

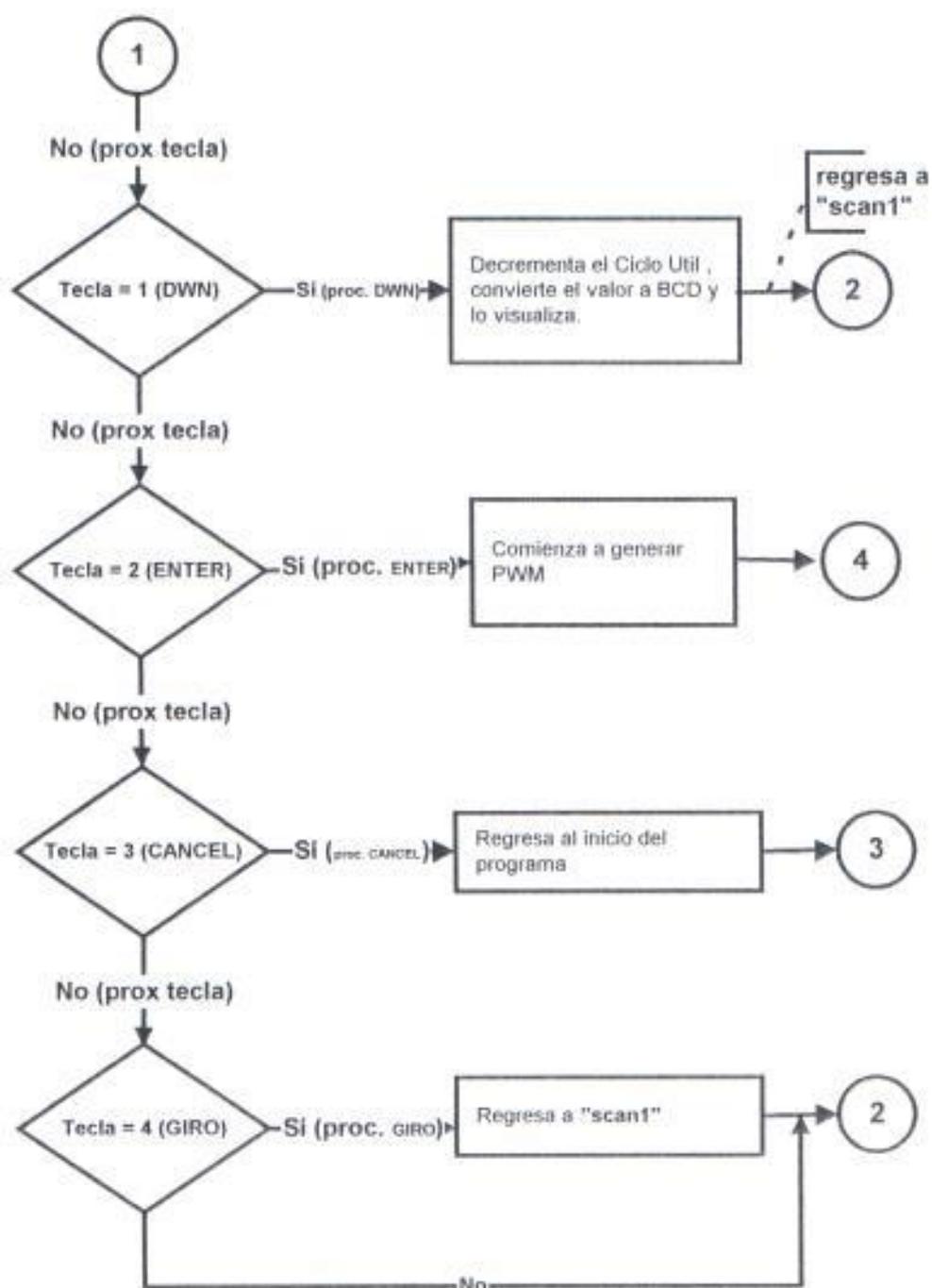
El "spot", (sitio) de giro se actualiza si la bandera de giro (giro?) está en 1. En caso contrario se regresa de la subrutina (segmento back). Las distintas "posiciones" del indicador de giro se almacenan en un segmento de la tabla de caracteres general. Cada carácter es accesado y visualizado para actualizar el indicador.

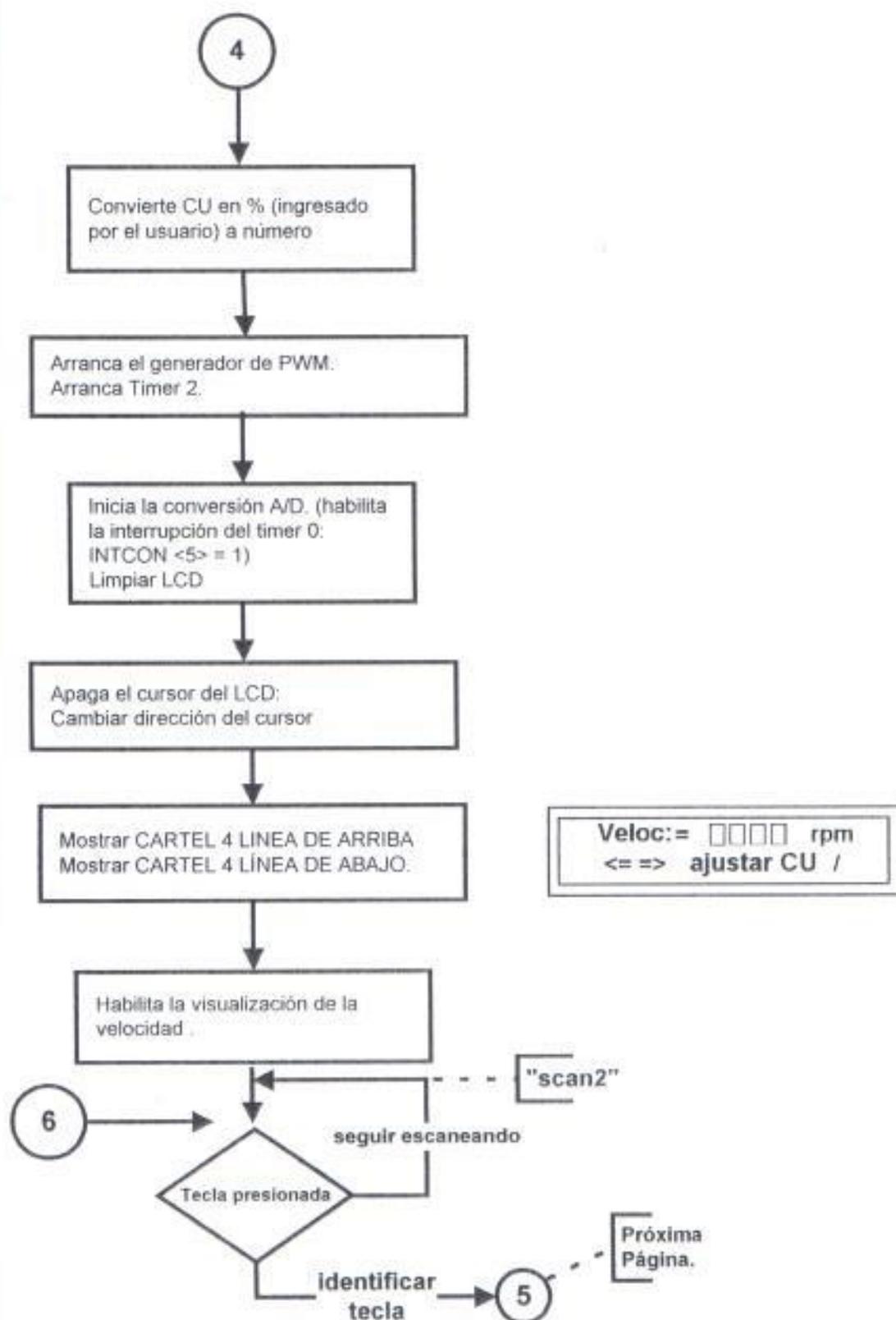
4.8.7. Salida de Interrupción.

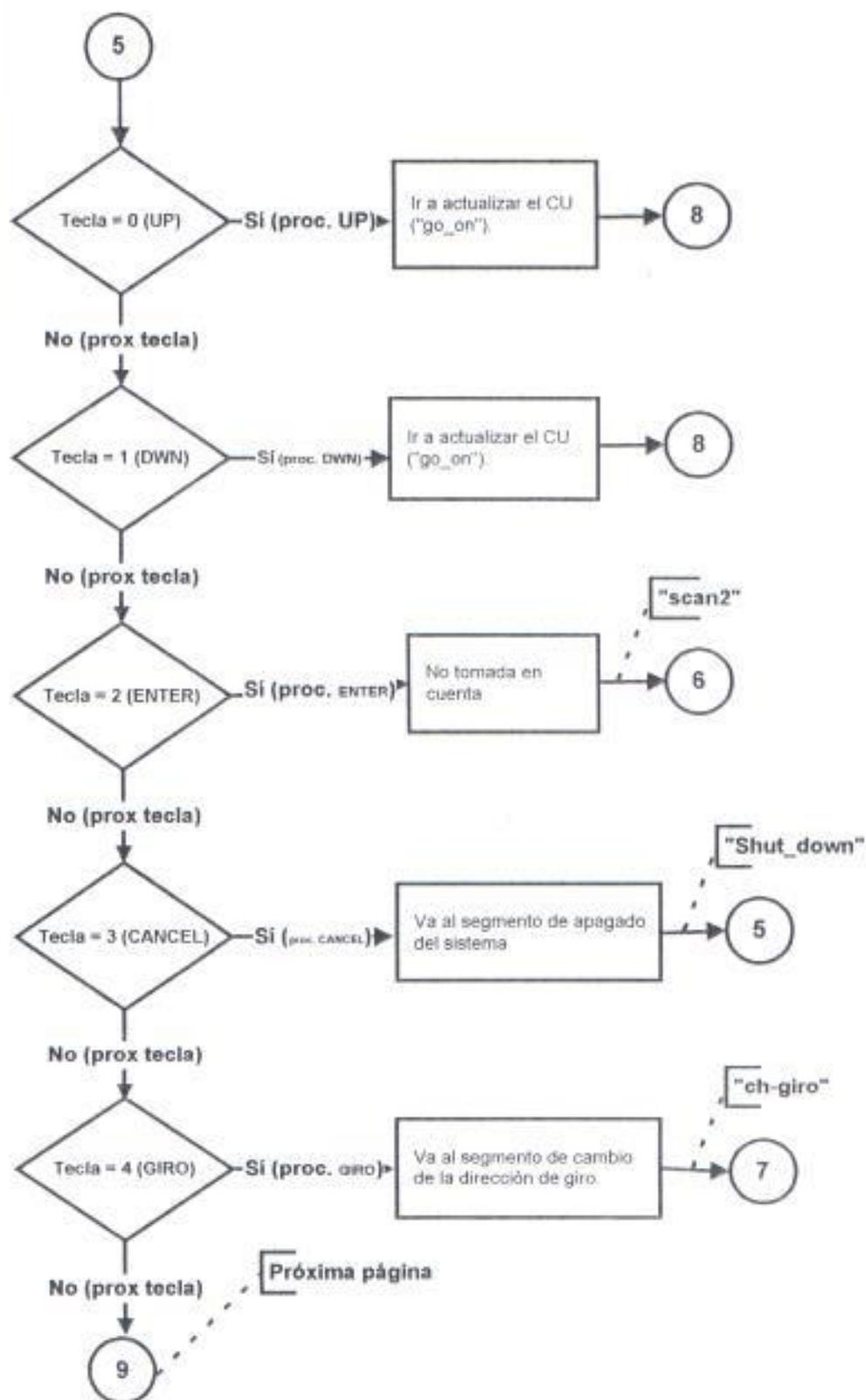
La salida de interrupción se realiza actualizando la variable "veces" (segmento "back") o sin actualizar "veces" (segmento "salir"). El segmento "salir" se ejecuta en cualquier caso y consiste de la actualización de los registros W, STATUS y FSR que habían sido respaldados al inicio en las variables w_temp, status_temp y fsr_temp.

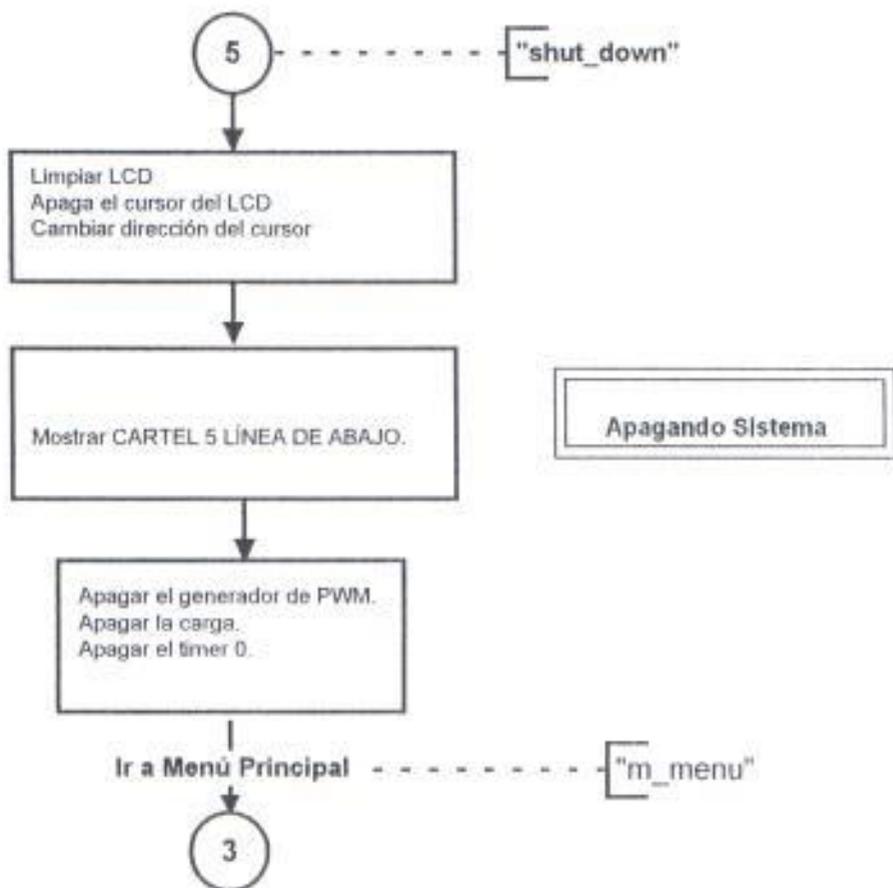
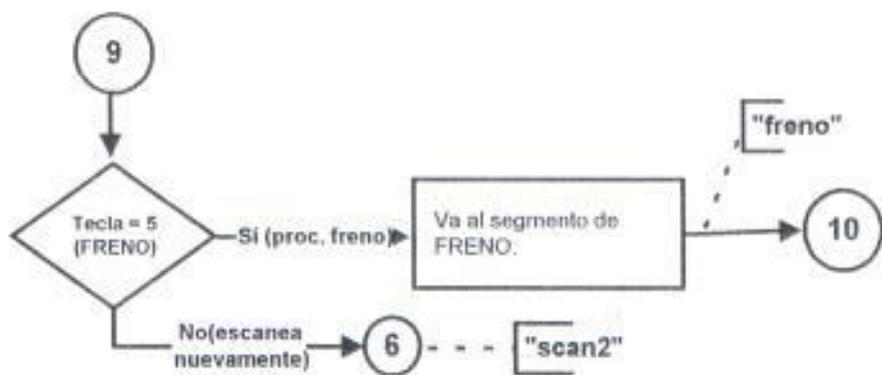
4.9. Diagrama de flujo del Software de Control.

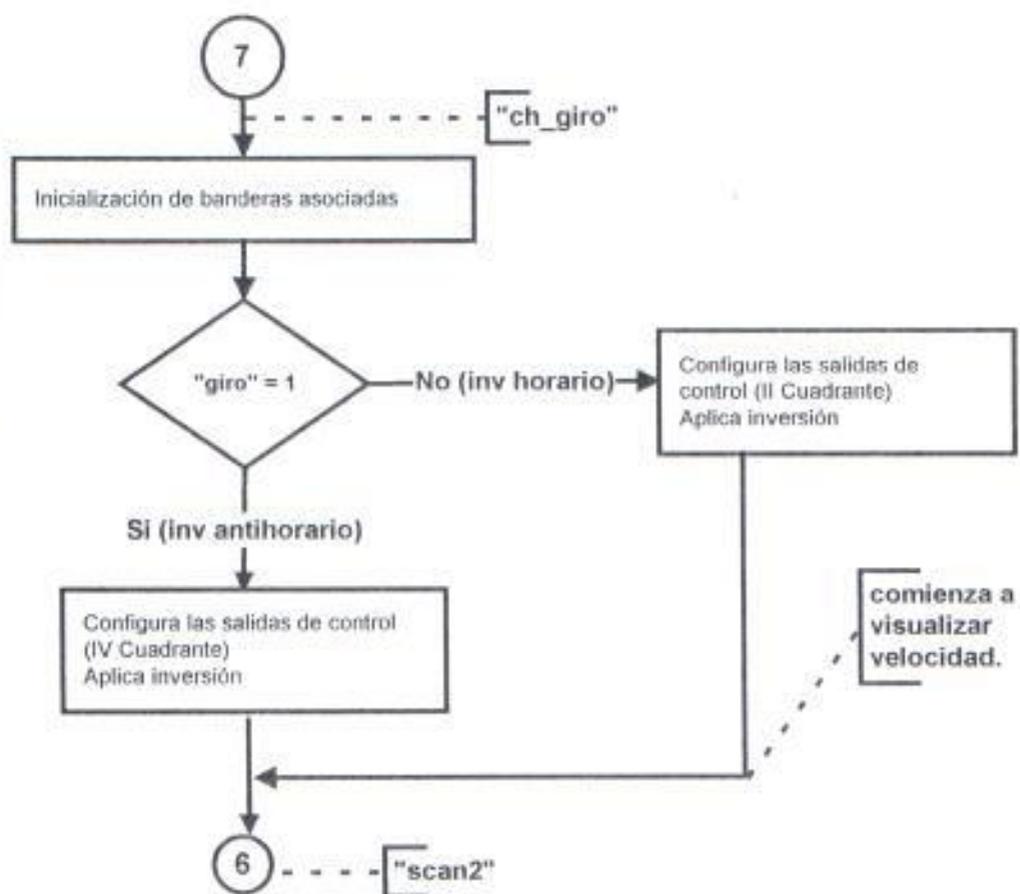


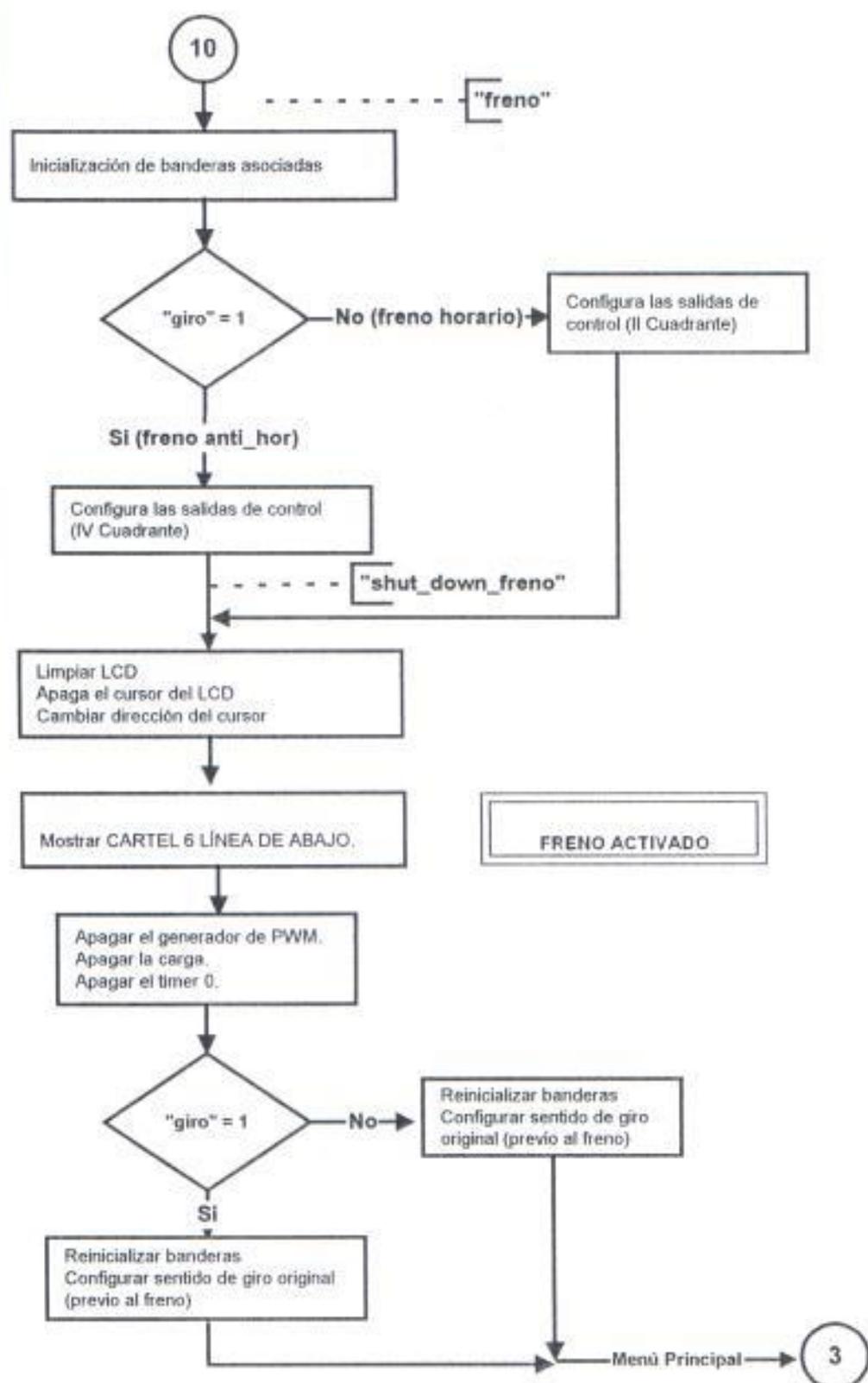


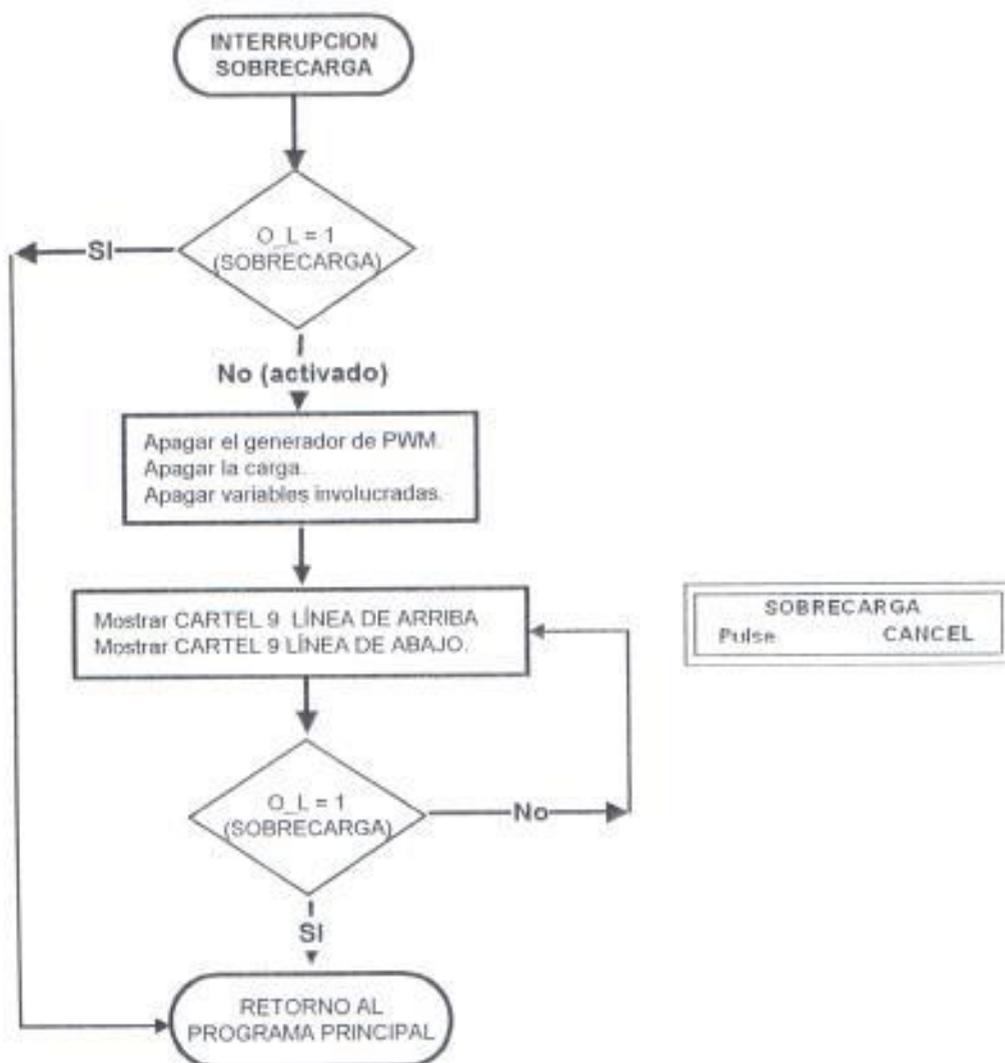
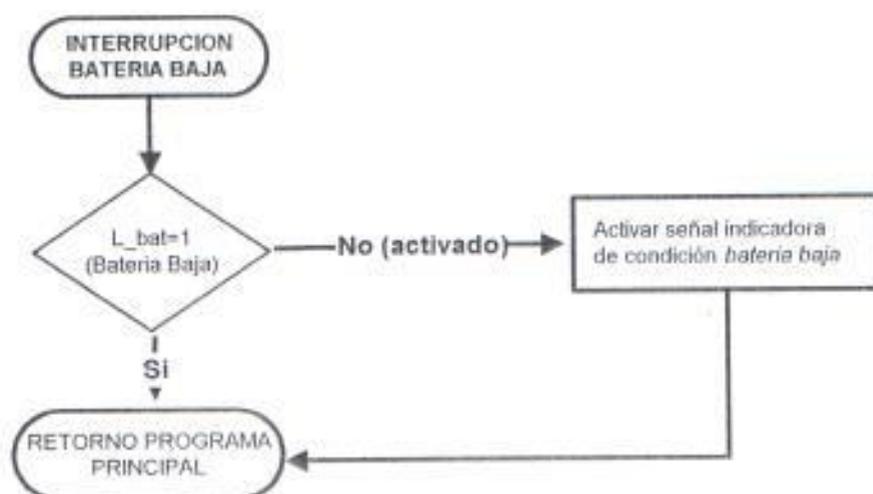












Capítulo 5

5. PRUEBAS Y RESULTADOS.

5.1. Pruebas de las etapas.

En los capítulos anteriores hemos explicado como trabajan teóricamente los diferentes componentes que conforman el sistema del Convertidor DC/DC (Troceador Clase E) aplicado al control de velocidad de un motor de CC. Ahora nos corresponde mostrar en forma practica el real funcionamiento de las diferentes etapas. Para conseguir este objetivo nos apoyaremos con fotos para explicar varias señales importantes, se realizarán las pruebas necesarias, donde se podrá variar los parámetros conocidos como el ciclo de trabajo, voltaje del motor, con la finalidad de tomar datos que ayudarán a interpretar las características de operación de este.

En cada una de las fotos se proporciona las escalas verticales (magnitud) y horizontales (tiempo), se especificará a que punto del circuito corresponde.

Debe indicarse que los datos y graficas indicadas a continuación se realizaron con una carga fija acoplada al motor de CC.

Se debe tener la precaución de no arrancar al motor con el Ciclo Útil (C.U.) del 60 al 100%, ya que de hacerlo así la corriente de arranque del motor hará que se active la protección de Sobrecarga.

5.1.1. Pruebas en las señales del Microcontrolador.

Una vez que se revisó y comprobó el correcto funcionamiento del equipo, se procedió a tomar las graficas de las señales de PWM provenientes del Microcontrolador que se encuentra ubicado en el Modulo de Control. Las gráficas se tomaron con la ayuda de un Osciloscopio.

Las figuras que se muestran a continuación han sido tomadas para la verificación de la frecuencia real de operación. Se muestra la salida PWM con cuatro valores diferentes de Ciclo Útil (C.U).

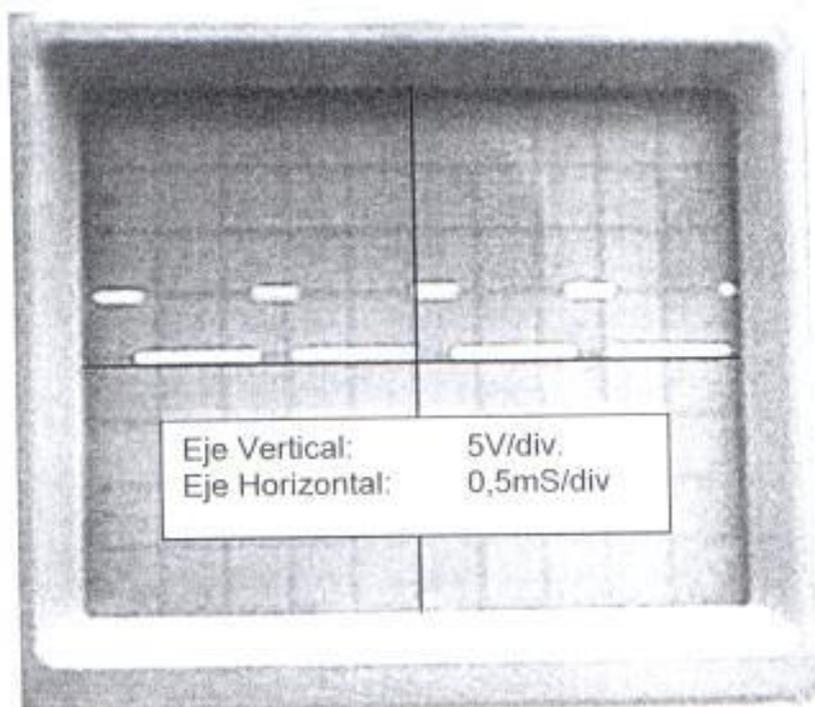


Figura 5-01. Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 25%.

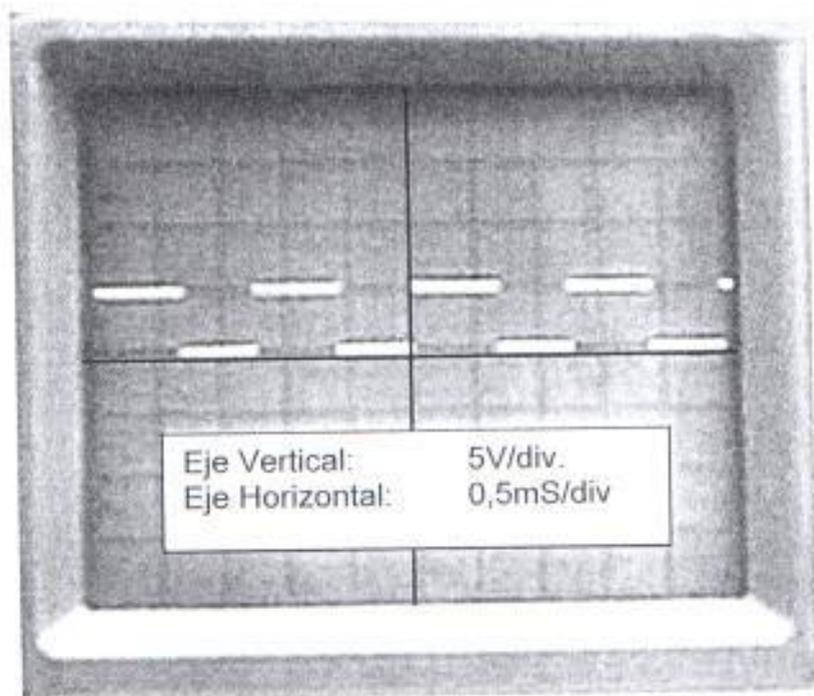


Figura 5-02. Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 50%.

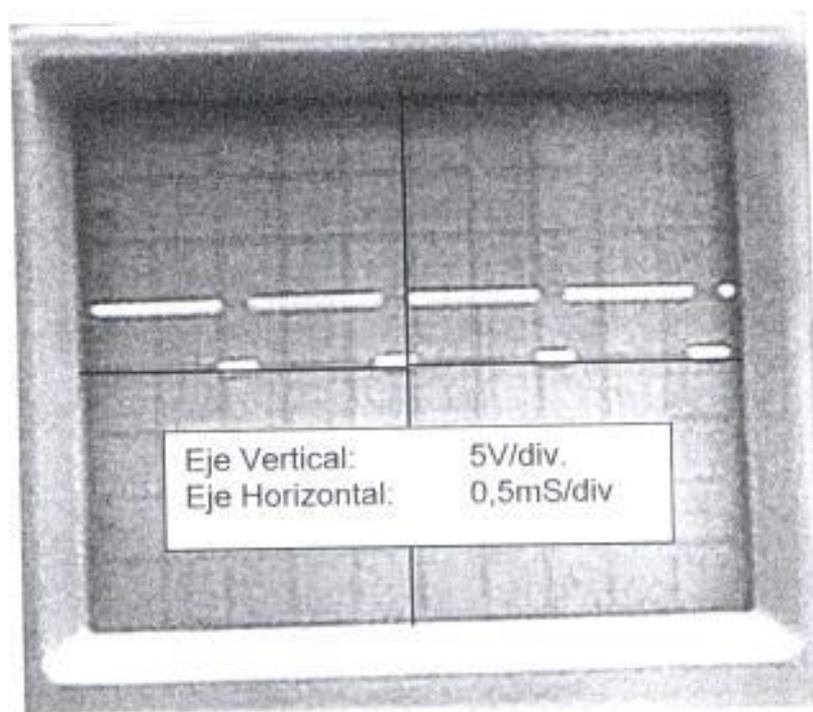


Figura 5-03. Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 75%.

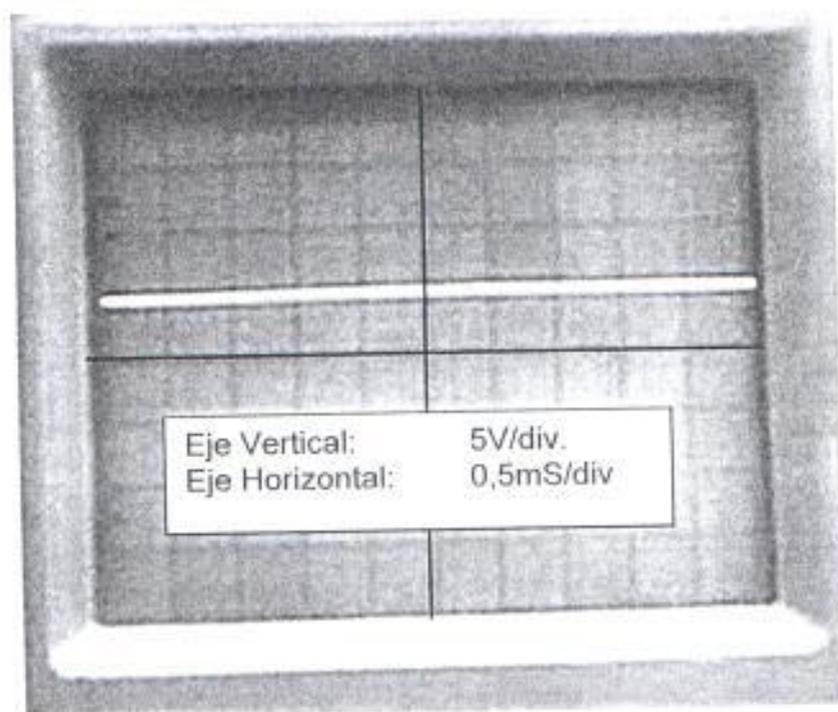


Figura 5-04. Salida de la Tarjeta de control PWM a un C.U. de 100%.

5.1.2. Pruebas en la Carga.

Como se indicó anteriormente, el motor se encuentra acoplado a una carga fija, con lo que se logra su operación a valores nominales.

Se debe tener en cuenta que el voltaje de campo del motor de CC debe estar en todo momento aplicado a este y desconectarlo solo cuando se hayan concluido todas las pruebas.

A continuación se indican los valores de voltaje de entrada de la fuente DC. (Batería) y del voltaje aplicado al campo del motor de CC.

- VOLTAJE DE CAMPO: 24V DC
- VOLTAJE DE BATERIA: 24V DC

Operación en el Primer Cuadrante.

En la Tabla X se aprecian los valores de voltaje y corriente obtenidos del motor de CC trabajando en el Primer Cuadrante (sentido horario), para diferentes valores de Ciclo Util.

Tabla X. Datos experimentales: Primer Cuadrante.

C.U. (%)	V_T (V)	I_A (A)	ω (RPM)
25	5	2	640
50	11.3	3	1290
75	17.2	3.75	1950
100	22	4.20	2550

Se puede observar que a medida que aumenta el Ciclo Util, se incrementa el voltaje de salida aplicado a la armadura del motor junto con su corriente.

Es notorio que no todo el voltaje de entrada (24V) llega al motor cuando se llega al Ciclo Util máximo. Esto se debe a caídas de voltaje en el Modulo de Potencia, en elementos pasivos como resistencias y los cables de conexión. En este cuadrante tenemos el Voltaje y la Corriente positivos, tal como se indica en el Capítulo 1.

En las figuras que se muestran a continuación se ilustra las gráficas de Voltaje y Corriente para diferentes valores de C.U. del Convertidor DC/DC.

Para la tomar la forma de onda de la corriente hemos utilizado la caída de tensión en la resistencia de $0,1 \Omega$ que se encuentra en serie con los terminales de armadura del motor. Por tanto emplearemos la siguiente relación $1 \text{ Amperio} = 0.1 \text{ Voltios}$.

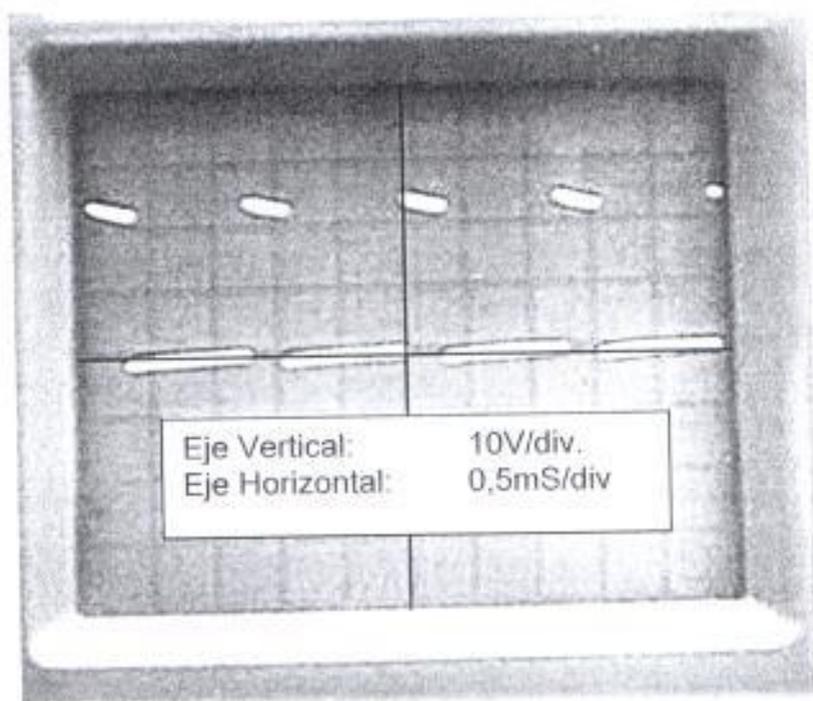


Figura 5-05. Señal de Voltaje en armadura, primer cuadrante con C.U. 25%.

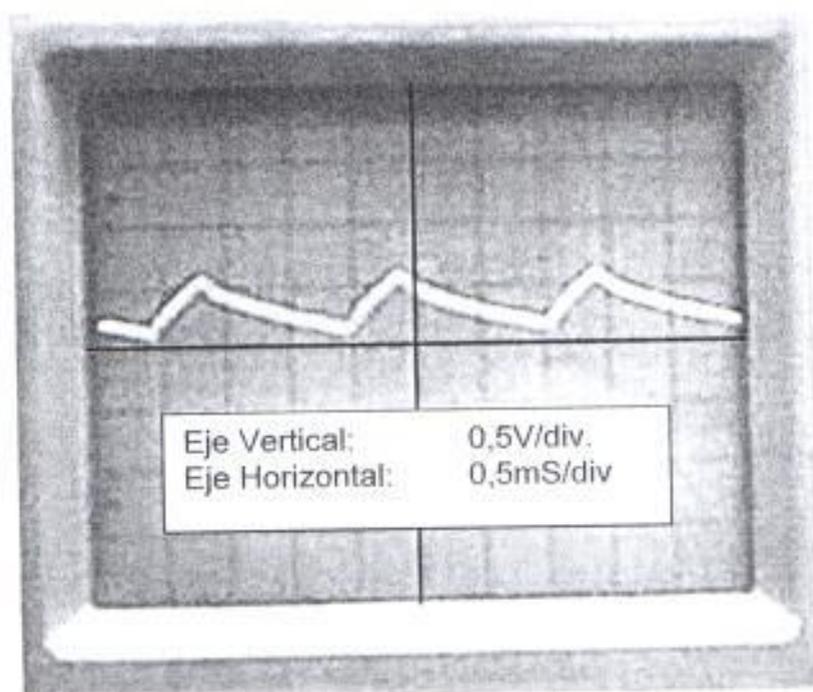


Figura 5-06. Señal de Corriente en armadura, primer cuadrante con C.U. 25%

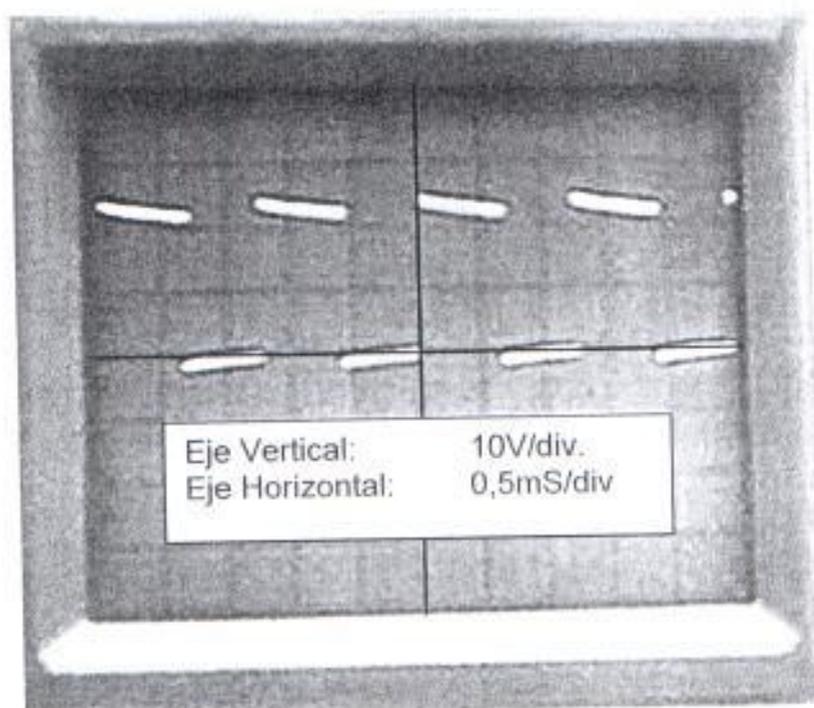


Figura 5-07. Señal de Voltaje en armadura, primer cuadrante con C.U. 50%

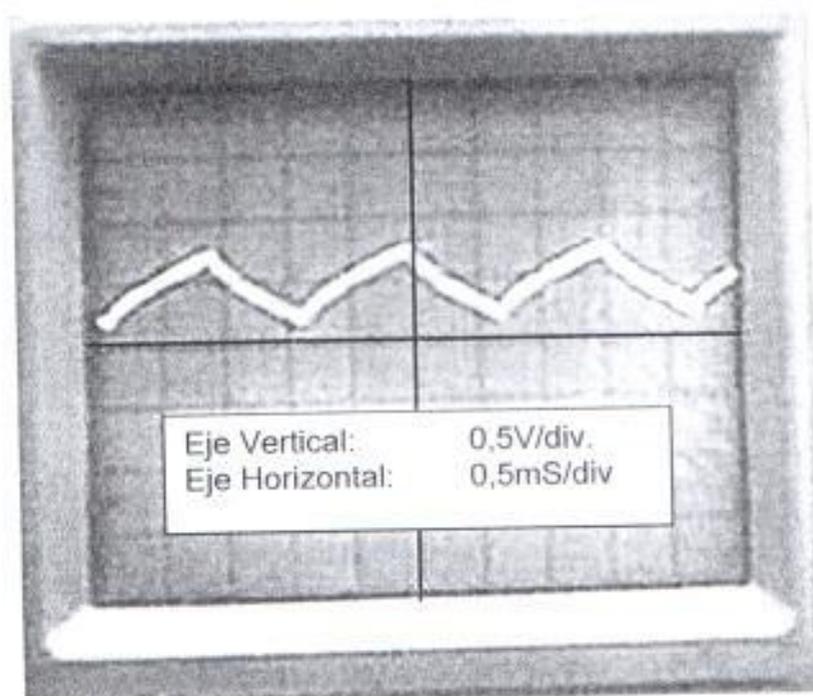


Figura 5-08. Señal de Corriente en armadura, primer cuadrante con C.U.50%

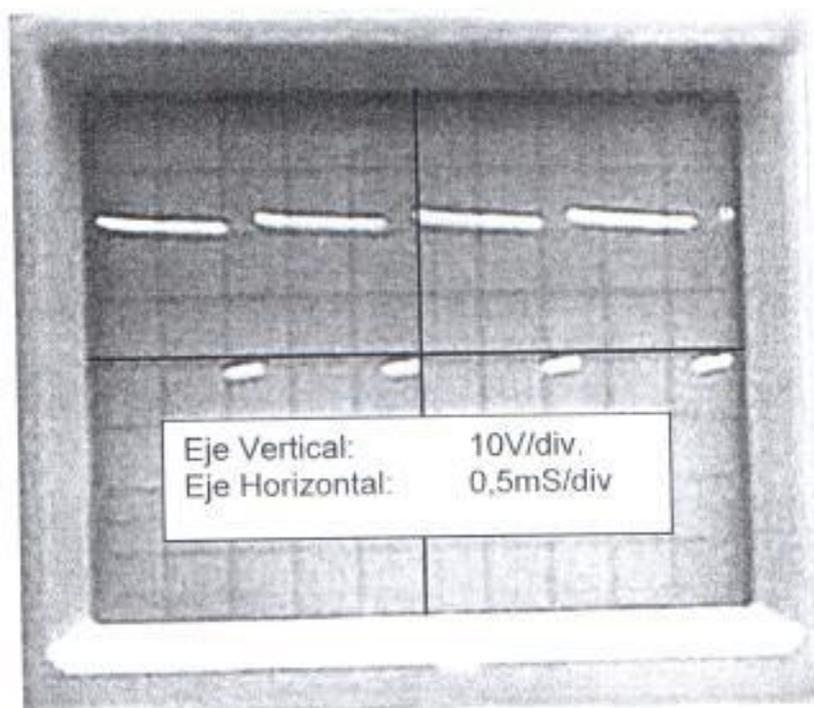


Figura 5-09. Señal de Voltaje en armadura, primer cuadrante con C.U. 75%

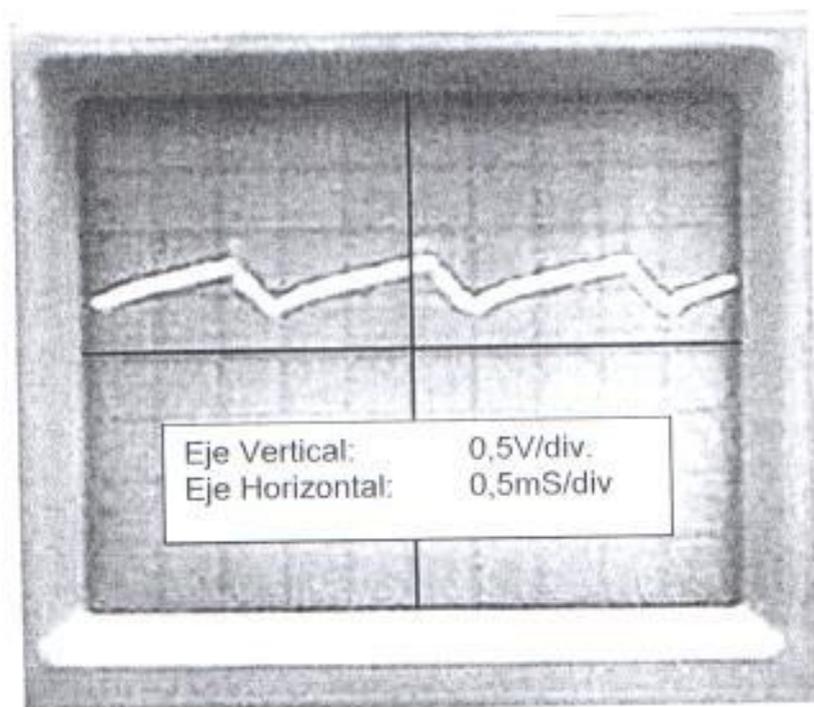


Figura 5-10. Señal de Corriente en armadura, primer cuadrante con C.U.75%

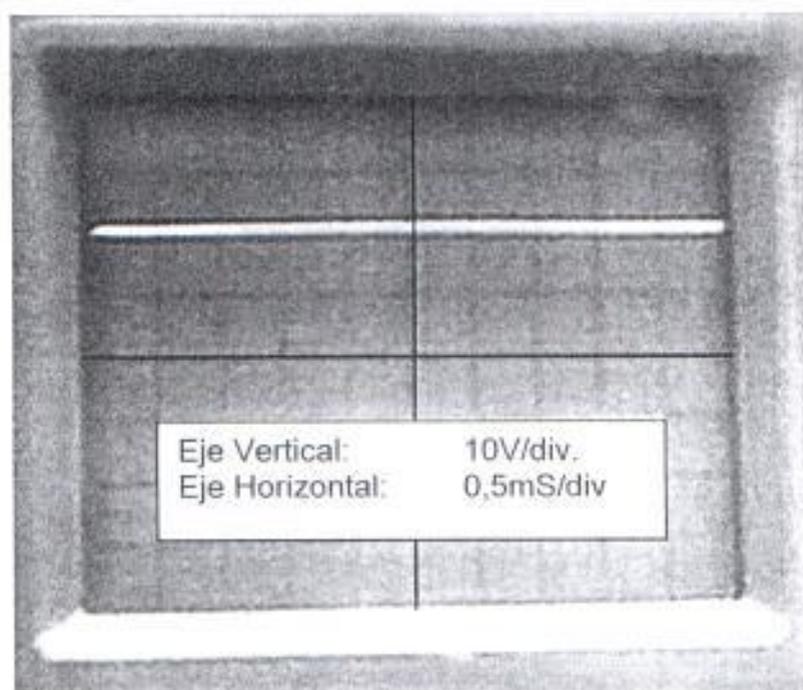


Figura 5-11. Señal de Voltaje en armadura, primer cuadrante con C.U. 100%

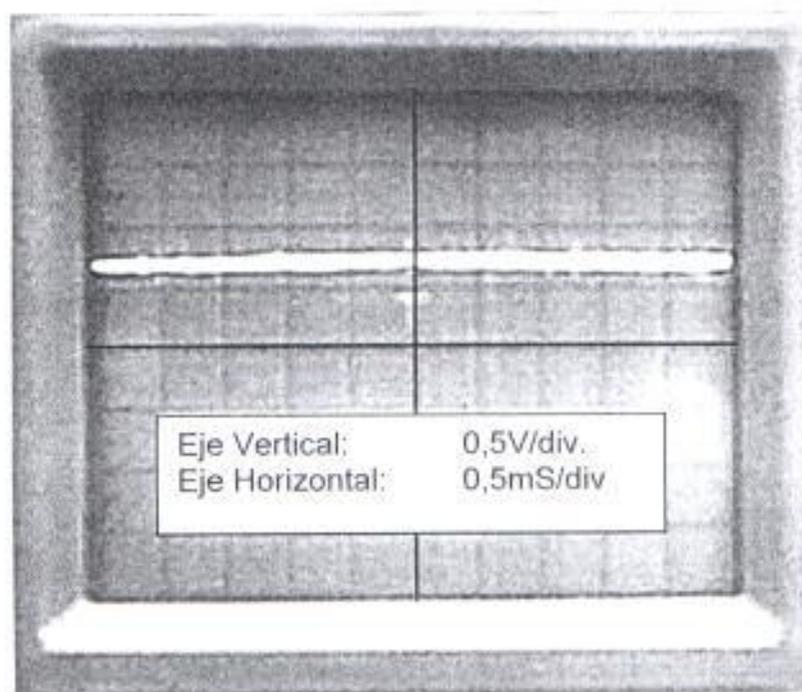


Figura 5-12. Señal de Corriente en armadura, con C.U. 100%.

Operación en el Tercer Cuadrante.

Cuando se realiza el cambio de giro del motor de CC, (Operación en el Tercer Cuadrante) los valores de voltaje y corriente se mantienen con la misma magnitud, pero con valor negativo.

Esto se indicó en la teoría correspondiente al Capítulo 1, en donde se indica en detalle la operación en el tercer cuadrante de este Troceador, al mismo tiempo que se realiza un análisis de las formas de onda de Voltaje y Corriente.

En la Tabla XI se aprecia lo indicado anteriormente.

Tabla XI. Datos experimentales: Tercer Cuadrante.

C.U. (%)	V_T (V)	I_A (A)	ω (RPM)
25	-5	-2	640
50	-11.3	-3	1290
75	-17.2	-3.75	1950
100	-22	-4.20	2550

A continuación se muestran las formas de onda del Voltaje y Corriente para diferentes valores de C. U. cuando este Convertidor trabaja en el Tercer Cuadrante.

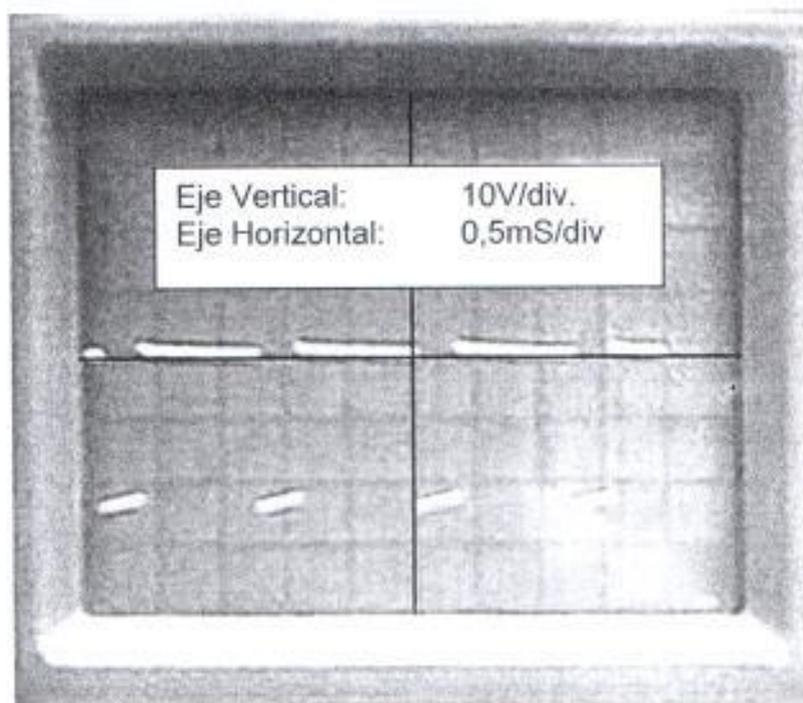


Figura 5-13. Señal de Voltaje en armadura, tercer cuadrante con C.U. 25%.

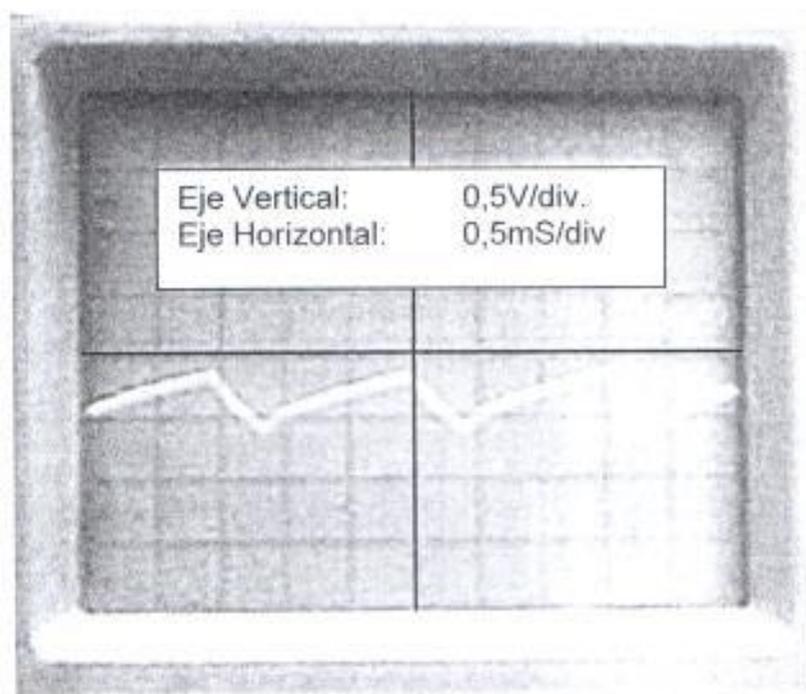


Figura 5-14. Señal de Corriente en armadura, tercer cuadrante con C.U. 25%

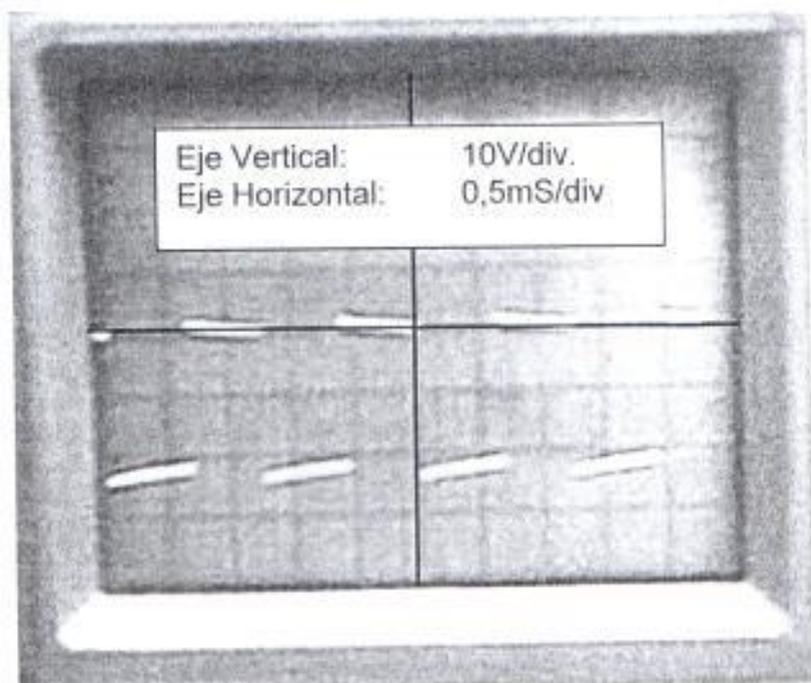


Figura 5-15. Señal de Voltaje en armadura, tercer cuadrante con C.U. 50%.

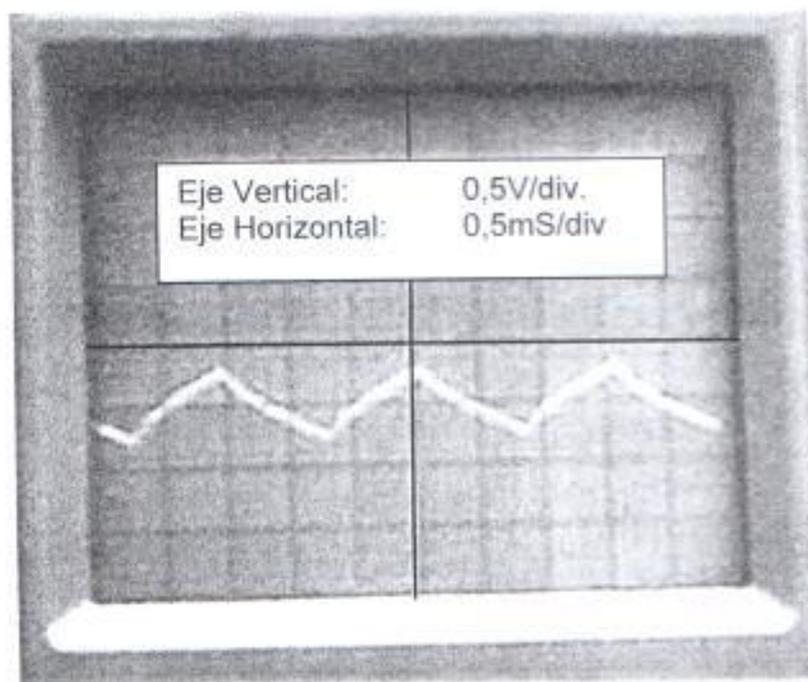


Figura 5-16. Señal de Corriente en armadura, tercer cuadrante con C.U. 50%

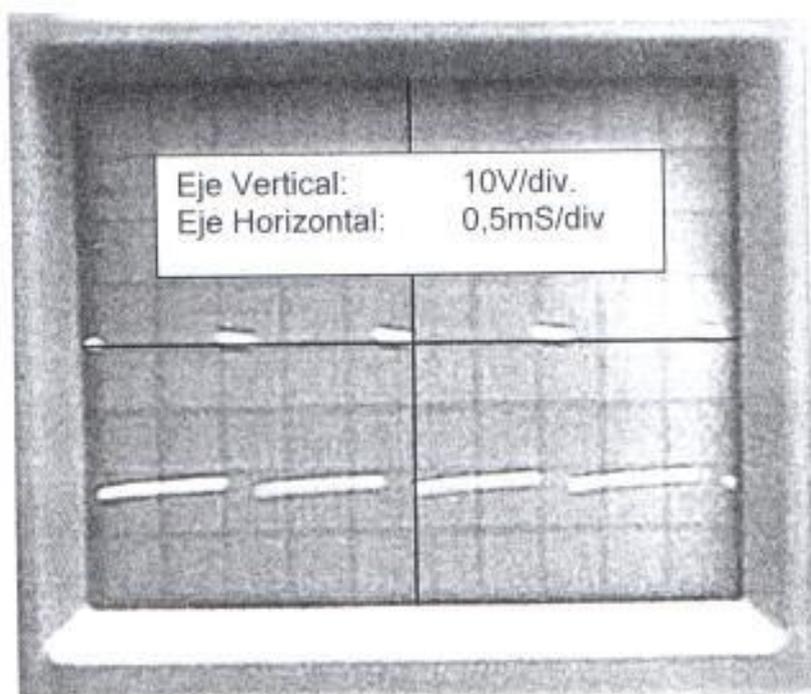


Figura 5-17. Señal de Voltaje en armadura, tercer cuadrante con C.U. 75%.

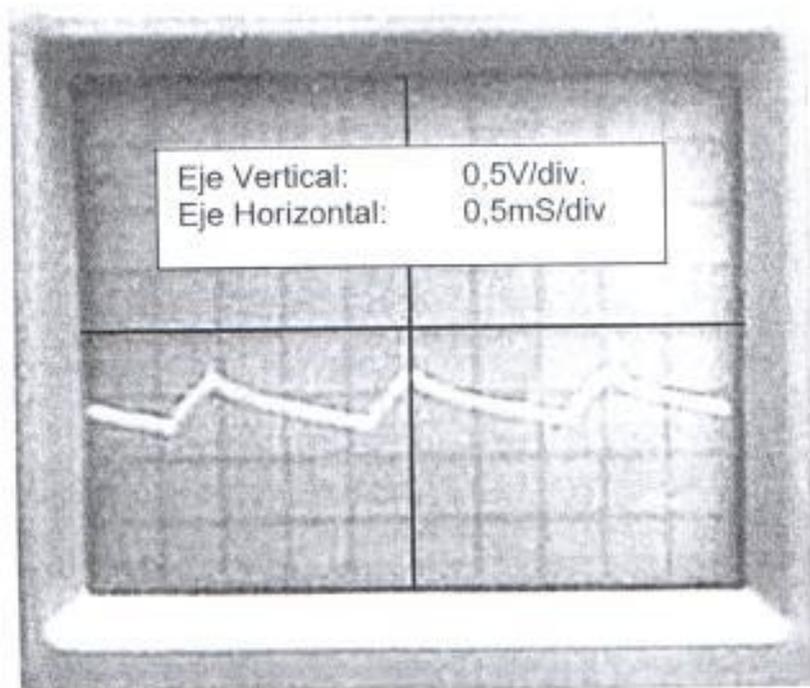


Figura 5-18. Señal de Corriente en armadura, tercer cuadrante con C.U.75%

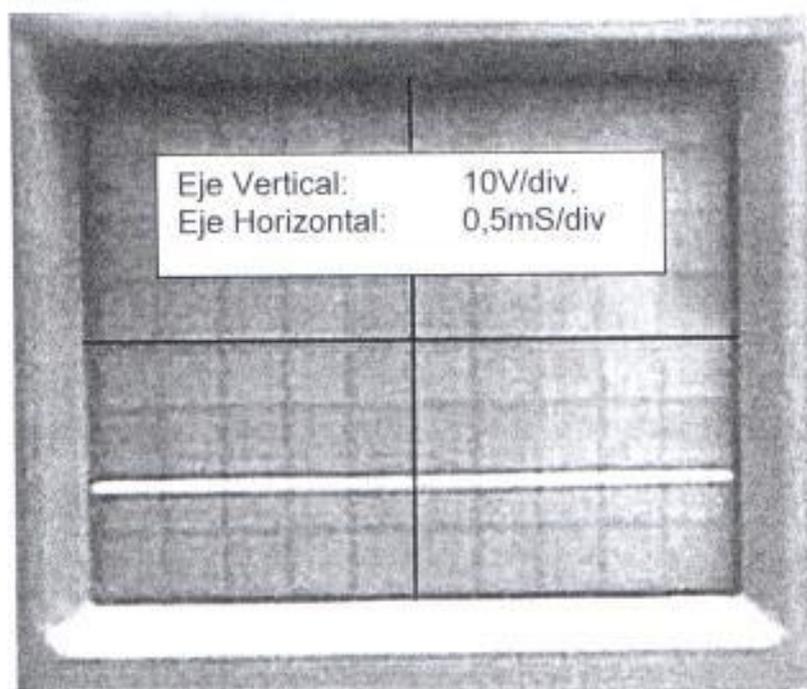


Figura 5-19. Señal de Voltaje en armadura, tercer cuadrante con C.U. 100%.

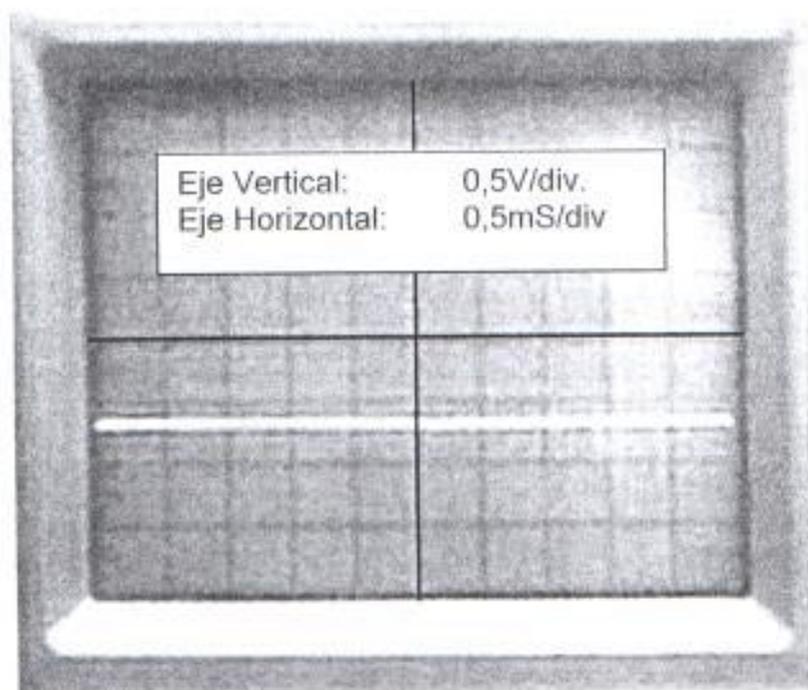


Figura 5-20. Señal de Corriente en armadura, tercer cuadrante con C.U. 100%

CAPITULO 6.

6. CONCLUSIONES.

Una vez que se ha llegado a este punto es importante analizar lo realizado, sacar conclusiones y recomendaciones importantes acerca del proyecto para saber si se han cumplido los objetivos planteados al inicio.

6.1. Conclusiones y Recomendaciones.

En primer lugar se debe señalar que el objetivo propuesto se ha cumplido, los resultados conseguidos en la implementación de las diversas partes que se componen son satisfactorios. El diseño y construcción del Convertidor DC/DC (Troceador Clase E) manejado por microcontrolador y realizado como proyecto de tópico, surgió del deseo de brindar al Laboratorio de Electrónica de Potencia un equipo

que permita realizar prácticas, donde el estudiante pueda notar la utilidad y ventajas de esta técnica de control que lo diferencian de los otros equipos que actualmente se encuentran en el laboratorio. Este proyecto de tópico fue llevado a cabo mediante la investigación de la técnica de control, el diseño y la realización de muchas pruebas que permitieron tener en la actualidad (entrega del proyecto) este Convertidor trabajando en óptimas condiciones.

Conclusiones:

La realización práctica de un proyecto permite verificar la teoría referida al tema tratado, por la continua experimentación que esto implica. Las conclusiones que se presentan se las ha realizado tomando en cuenta las debilidades y fortalezas que tiene el equipo.

- El diseño de un Convertidor DC/DC, implica mucho más que la generación de pulsos, es tan importante la parte de potencia, los circuitos auxiliares, circuitos de monitoreo y sobre todo el acoplamiento de todas estas partes, constituye un trabajo que requiere mucho cuidado ya que generan problemas, principalmente de ruidos, descargas estáticas, aislamientos, etc.
- La disipación de potencia en los MOSFET de potencia hace necesario el montaje de disipadores de calor, ya que en ausencia

de estos, la capacidad para soportar sobrecargas instantáneas es mínima, el otro elemento que disipa calor es la resistencia limitadora de la corriente, la misma que con un correcto dimensionamiento de potencia no tiene problemas de operación.

- El proyecto realizado es de tipo demostrativo, su aplicación se limita solo para motores de pequeña potencia debido a que los MOSFET de potencia no soportan una corriente mayor a 20 A y un voltaje mayor 100 V.
- Por lo que concierne al Módulo de Control se puede decir que al haber utilizado un Microcontrolador, la cantidad de elementos necesarios es menor y por lo tanto resulta más sencillo el circuito.
- La localización de fallas se ha facilitado con la disposición de puntos de prueba y de luces indicadoras (leds).
- La limitación de la corriente ofrece una excelente protección para el motor durante el periodo de arranque.
- No se ha realizado un análisis matemático profundo del equipo puesto que el interés del trabajo desarrollado es práctico y esta destinado al laboratorio de Electrónica de Potencia de la ESPOL.
- La variación de velocidad es mayor cuando se varía el Ciclo Útil, ya que un incremento de 25% representa un aumento de aproximadamente 790 RPM, al mismo tiempo que es notorio el aumento de corriente.

Recomendaciones:

- Si a futuro se presenta alguna falla en el funcionamiento del equipo construido se recomienda usar la información presente en los apéndices para solucionar los problemas. Por ejemplo, las fotografías tomadas para las diferentes señales de los Módulos ayudaran a localizar de manera fácil y rápida estas fallas. Además se incluyen protecciones en la parte de Potencia y Control para evitar daños en el equipo.
- La elección de los elementos de conmutación para el Modulo de Potencia de este trabajo pudieron haber sido transistores de potencia de compuerta aislada o IGBTs que tendrían un mejor rendimiento a las frecuencias de operación. Esa opción fue descartada, ya que la operación de estos elementos es más delicada ante las constantes pruebas que necesita la realización de este proyecto, donde el factor económico también entra en juego por los posibles daños que pueden ocurrir. Esta recomendación debe ser considerada para futuros proyectos, siempre que se revise la operación de este equipo, a fin de mejorar su funcionamiento.

- Se hace imprescindible el uso de un circuito de control que proporcione una secuencia de encendido correcto, tal que, permita el encendido siempre y cuando el módulo de control (microcontrolador) posea sus señales estabilizadas autorizando el encendido del módulo de potencia. De igual manera, se debe cumplir con una secuencia de apagado que apague primero potencia y por último control.
- Todas las conexiones deben hacerse con cuidado, siguiendo paso a paso las instrucciones del Manual de Usuario. Se debe tener en cuenta que el profesor o ayudante asignado deben estar presentes para verificar que todo sea realizado de manera apropiada con el único fin de preservar el equipo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] José Maria Angulo., MICROCONTROLADORES PIC. Diseño práctico de aplicaciones, Mc. Graw-Hill, 1999.
- [2] CEKIT., ENCICLOPEDIA MICROCONTROLADORES PIC., Compañía Editorial Electrónica, 1997.
- [3] Timothy Maloney., ELECTRONICA INDUSTRIAL MODERNA., Prentice Hall, 1997.
- [4] Stephen J. Chapman., MAQUINAS ELECTRICAS , Mc Graw Hill ., 2000.
- [5] J. Luis Muñoz Sáenz, S. Hernández González, SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN CONMUTADOS, Paraninfo, 1997.
- [6] Muhamed Rashid, ELECTRONICA DE POTENCIA, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1993.