

## CAPITULO 3

### Descripción del proyecto

El circuito que efectúa el trabajo de obtener un voltaje CA de frecuencia variable, cambiando potencia CD en potencia CA se llama inversor. De esta manera, el variador de velocidad consiste en un inversor trifásico, con una configuración de seis transistores y seis diodos, tal como se ve en la figura 3.1

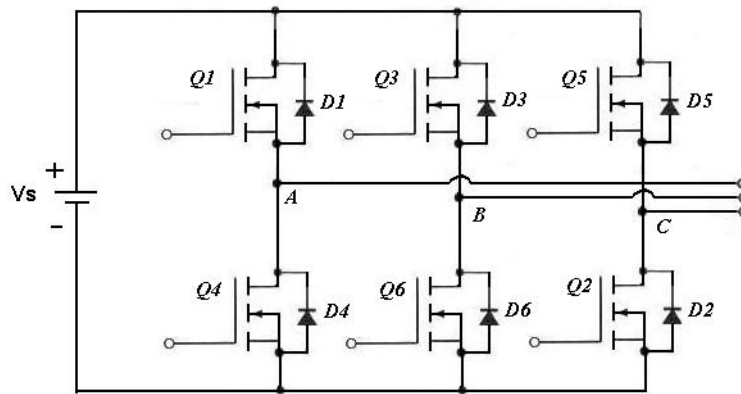


Figura 3.1 Puente inversor trifásico

Cada transistor es controlado mediante la técnica PWM sinusoidal unidireccional descrita anteriormente. De esta manera se obtiene un voltaje alterno trifásico, defasado  $120^\circ$  entre fases, con una frecuencia y tensión variables que dependerán de los valores establecidos.

Este trabajo se divide en tres partes fundamentales: la primera es la etapa de potencia, incluyendo fuentes de alimentación para distintos componentes, la segunda es la forma de generar las señales de control para cada uno de los transistores del puente inversor, y la tercera consiste en

establecer conexión entre las señales de control y el circuito inversor. A continuación se da una descripción de cada etapa.

### **3.1 Etapa de Potencia**

#### **3.1.1 Consideraciones para el diseño**

En el planteamiento del trabajo de tesis, se propuso que el resultado de éste sería un producto que finalmente cuente con características para poder comercializarse y competir en el mercado. No olvidando esta parte, al pensar en el diseño se deben conocer los estándares que se deben cumplir para productos de ésta naturaleza.

Existe una gran variedad de motores de corriente alterna trifásicos en el mercado, así como variadores de velocidad. Es de resaltar que éste equipo se diseña para variar la velocidad a un motor genérico, y no a un motor específico o de una marca específica, pero sí con un límite de potencia. Éste límite de potencia además de estar dado por los componentes empleados, está dado por las normas oficiales de instalaciones eléctricas, a fin de garantizar las condiciones adecuadas de seguridad para las personas y sus propiedades.

En el documento de la Norma Oficial Mexicana NOM-001-SEDE-1999 de Instalaciones Eléctricas, se presenta la tabla 3.1

kW	CP	Motor de inducción Jaula de ardilla y rotor devanado (A)						Motor síncrono, con factor de potencia unitario (A)				
		V										
		115	200	208	230	460	575	2300	230	460	575	2300
0,373	1/2	4,4	2,5	2,4	2,2	1,1	0,9					
0,560	3/4	6,4	3,7	3,5	3,2	1,6	1,3					
0,746	1	8,4	4,8	4,6	4,2	2,1	1,7					
1,119	1-½	12,0	6,9	6,6	6,0	3,0	2,4					
1,49	2	13,6	7,8	7,5	6,8	3,4	2,7					
2,23	3		11,0	10,6	9,6	4,8	3,9					
3,73	5		17,5	16,7	15,2	7,6	6,1					
5,6	7-½		25,3	24,2	22	11	9					
6,46	10		32,2	30,8	28	14	11					
11,19	15		48,3	46,2	42	21	17					
14,92	20		62,1	59,4	54	27	22		53	26	21	
18,65	25		78,2	74,8	68	34	27					

Tabla 3.1 Corriente eléctrica a plena carga de motores trifásicos de corriente alterna [5]

Según la NOM-001, los valores de corriente eléctrica a plena carga mostrados en la tabla anterior, son típicos para motores que funcionen a velocidades normales para transmisión por banda y con características de par también normales. Los motores de velocidad especialmente baja o de alto par pueden requerir corrientes a plena carga mayores, y los de velocidades múltiples deben tener una corriente a plena carga que varía con la velocidad; en estos casos debe usarse la corriente a plena carga indicada en la placa de datos.

Las tensiones eléctricas listadas son nominales de motores. Las corrientes listadas deben usarse para sistemas de tensiones eléctricas nominales de 110 V hasta 120 V, 220 V hasta 240 V, 440 V hasta 480 V, y 550 V hasta 600V.

Dado que el diseño es para variar la velocidad de motores con una potencia máxima de 0.5 caballos de potencia, según la tabla 3.1 el circuito diseñado debe soportar un mínimo 2.2 Amperios. Corroborando éste valor, en las figuras 3.2 y 3.3 se puede ver el valor de la corriente consumida en Amperios por un motor de 0.5 caballos de fuerza. Éstos valores son los sugeridos por los fabricantes de accesorios para éste tipo de motores.

**SELECTOR DEL MAS SENCILLO DE LOS ARRANCADORES PARA MOTORES TRIFASICOS JAULA DE ARDILLA INTEGRAL 18, 32 Y 63**

POTENCIA DEL MOTOR (CP)	0.5	220 Volts
Corriente consumida AMPERES	(1.8)	
POTENCIA DEL MOTOR (CP)	1	440 Volts
Corriente consumida AMPERES	(1.7)	

**NOTA:** Sustituir el

Módulo Contactor Interruptor 18 para Categoría AC3 LD1-	B030-	1
Módulo Contactor Interruptor 32 y 63 para Categoría AC3 LD4-	C030-	2
Módulo de protección Motor Normal (Magneto - Térmico) 18 LB1-LB03	707	3
Módulo de Protección Motor Normal (Magneto - Térmico) 32 y 63 LB1-	C03M07	4
Rango de protección Térmica Irh min. a Irh max. AMPERES	1.6 a 2.5	5 por la bobina
Rango de protección Magnética 6 a 12 Irh max. AMPERES	1.5 a 30	6
Módulo de protección para Motor Arranques Frecuentes (Protección Magnética) LB6	C03M07	7
Número del Conductor Mínimo AWG o MCM	14	8

**SUSTITUIR EL \* POR LA TENSION BOBINA**

60 Hz	24V	48V	110V	220V	440V
LD1 - LB			K		
LD* - LC		D	FC	MC	
LD* - LD			K		

CONSULTAR PLANTA

**3 TIPOS DE MODULO CONTACTOR - INTERRUPTOR**

Seccionamiento por polos principales	Seccionamiento y aislamiento - con signación por polos específicos	Botón negro y fondo azul.	Botón negro y fondo azul.	Botón rojo y fondo amarillo.
INTEGRAL 18 LD1 - LB030-	LD4 - LC130-	LD4 - LC030-		
INTEGRAL 32 LD1 - LC030-	LD4 - LD130-	LD4 - LD030-		
INTEGRAL 63 LD1 - LD030-				

**Telemecanique**  
www.schneider-electric.com.mx

**OFICINAS EJECUTIVAS EN MEXICO, D.F.**  
Calz. J. Rojo Gómez 1121-A Col. Gpe. del Moral C.P. 09300 México, D.F.  
Tels: 01 (55) 56-86-30-00 / 58-04-50-00 Fax: 01 (55) 56-86-24-09

Aguascalientes, Ags. 01(449) 9-14-84-13	Mérida, Yuc. 01(999) 9-26-17-23
Cancún, Q.R. 01(998) 8-87-59-58	Monterrey, N.L. 01(81) 81-25-30-00
Cd. del Carmen, Camp. 01(938) 3-84-08-40	Nvo. Laredo, Tamps. 01(867) 7-13-00-10
Cd. Juárez, Chih. 01(956) 6-11-00-32	Querétaro, Qro. 01(442) 2-14-11-10
Coahuila, Ver. 01(821) 2-13-03-35	Tampico, Tamps. 01(833) 2-28-43-15
Culiacán, Sin. 01(667) 7-12-12-11	Tijuana, B.C.N. 01(664) 6-22-10-14
Chihuahua, Chih. 01(614) 4-14-65-52	Tlaxcala, Tlax. 01(246) 4-97-97-13
Guadalajara, Jal. 01(33) 38-80-84-00	Torreón, Coah. 01(871) 7-20-38-83
Hermosillo, Son. 01(862) 2-60-85-81	Veracruz, Ver. 01(228) 9-37-96-59
León, Gto. 01(477) 7-73-34-60	Villahermosa, Tab. 01(993) 1-31-09-44

Si desea mayor información llámenos al Tel: 01 (55) 56-34-55-44 / 45 y del interior de la República sin costo al 01 (800) 705-09-00

■ Federal Pacific ■ Merlin Gerin ■ Square D ■ Telemecanique ■ Himel

Figura 3.2 Regla de valores para la elección de componentes periféricos, con valores de corriente para diferentes potencias de motor. Proporcionada por *Telemecanique*

En la figura 3.2 se observa que el valor de corriente para un motor de 0.5 Hp es de 1.8 Amperios. La tabla 3.4 que se presenta a continuación, muestra una tabla similar, proporcionada por otro fabricante de equipo eléctrico, *SquareD*

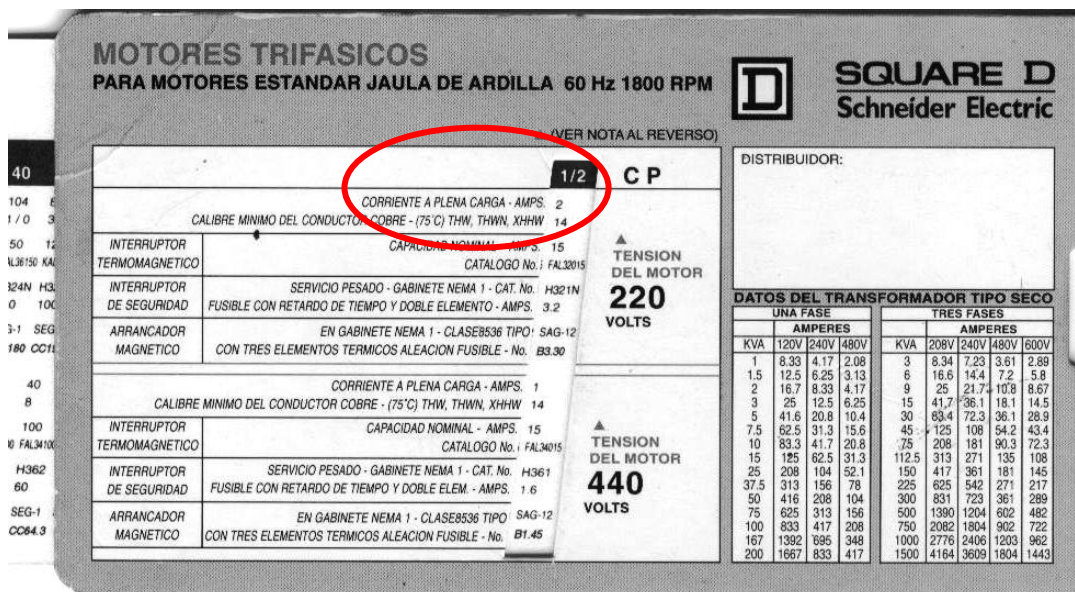


Figura 3.3 Regla de valores para la elección de componentes periféricos, con valores de corriente para diferentes potencias de motor. Proporcionada por Square D

En la figura 3.3 se observa que el valor sugerido por el fabricante de SquareD, es de 2 amperios, para un motor de 0.5 Hp.

El inversor diseñado se alimenta de la línea domestica de 110 voltios. A la salida se tendrá una línea trifásica con amplitud y frecuencia variables. La magnitud de voltaje y frecuencia dependerán de la velocidad que se quiera para el motor trifásico, la cual estará totalmente controlada por el usuario.

Para esta parte se tienen dos etapas: la primera etapa de acondicionamiento de voltaje: eleva los 110 voltios de corriente alterna de entrada a 220 voltios, para luego, con un rectificador de onda completa, convertirla en corriente continua. La segunda etapa, la inversora, transforma la corriente continua en alterna trifásica.

### - Primera etapa de potencia: acondicionamiento de voltaje

La etapa rectificadora se implementó de la siguiente manera:

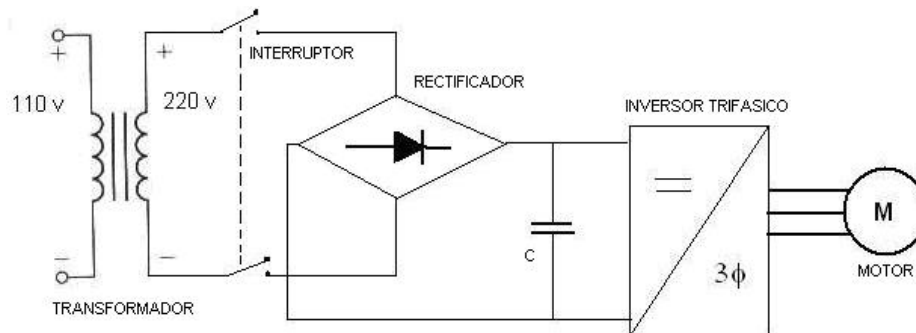


Figura 3.4 Diagrama de etapa rectificadora

Como entrada tenemos la línea: 110 voltios con frecuencia de 60 hertz. La aparición de corrientes y/o tensiones armónicas en el sistema eléctrico crea problemas tales como el aumento de pérdidas de potencia activa, sobretensiones, errores de medición, mal funcionamiento de protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, y en general, disminución de la vida útil de los equipos. Dado estas circunstancias, se colocó un transformador elevador. Éste, además de elevar el voltaje para que el motor trifásico pueda ser alimentado adecuadamente, (motor trifásico 220 voltios), proporciona aislamiento galvánico de los componentes del inversor con el suministro de energía, (CFE).

Por motivos de seguridad se conectó un interruptor termomagnético de baja capacidad entre el transformador y el puente rectificador. La rectificación en sí, comienza después de éste transformador, donde se conecta un puente rectificador de onda completa, seguido de un capacitor con un valor de 1000uf,

para 350V. El voltaje entre las terminales del capacitor es finalmente el voltaje rectificado, listo para proveer potencia a la etapa inversora.

Para propósitos de medición, se colocó en paralelo un voltímetro de corriente directa, y en serie una resistencia de 1 ohmio de alta disipación para tener una medición indirecta de la corriente en el bus de CD.

- **Segunda etapa de potencia: el puente inversor trifásico**

El puente inversor está construido básicamente por seis transistores. De acuerdo a la figura 3.1. Cada transistor puede conducir durante 180°, con la respectiva señal PWM. Cuando se enciende el transistor Q1, la terminal “a” está conectada con la Terminal positiva del voltaje CD de entrada. Cuando se enciende el transistor Q4, la Terminal “a” se lleva a la Terminal negativa de la fuente de CD. Los interruptores de cualquier rama del inversor (S1 y S4, S3 y S6 o S5 y S2), no se pueden encender en forma simultánea, porque se produciría un corto circuito a través del enlace con la fuente de voltaje CD de alimentación. De igual modo, para evitar estados indefinidos y en consecuencia voltajes indefinidos de corriente alterna de salida, los interruptores de cualquier rama del inversor no pueden apagarse en forma simultánea, porque se producirían voltajes que dependen de la polaridad de la corriente de línea correspondiente.

### 3.1.2 Selección de componentes para la etapa de potencia

Existe en el mercado un circuito integrado IRAM10UP60B fabricado por INTERNATIONAL RECTIFIER y consiste en 6 transistores IGBT's en puente de onda completa con diodo de paso libre. Tiene impulsores, señal de temperatura y señal de corriente. Éste integrado es recomendado por el fabricante para el uso en un inversor de 0.5 HP, y de esta manera, podría haberse utilizado en el proyecto, pero dado que este integrado IRAM10UP60B está limitado a un valor de corriente, y el propósito de este trabajo es implementar el variador para su uso en motores de potencias mayores, el puente inversor trifásico fue diseñado e implementado en su totalidad. Los componentes electrónicos de potencia que pueden usarse para este propósito son:

- 1) BJT
- 2) MOSFET de potencia
- 3) IGBT
- 4) SIT

De los cuales se dan sus características básicas:

#### **BJT**

Un transistor bipolar tiene tres terminales: base, emisor y colector. En el caso normal funciona como un interruptor en la configuración de emisor común. Mientras la base de un transistor NPN esté a mayor potencial que el emisor, y la corriente de la base tenga el valor suficiente para activar el transistor en la

región de saturación, el transistor permanece cerrado, siempre que la unión de colector a emisor tenga la polarización correcta. Los transistores bipolares de alta potencia se suelen usar en convertidores de potencia con frecuencias menores que 10 Khz. y se aplican bien en capacidades hasta de 1200 V y 400 amperes [1]. Un BJT es un dispositivo controlado por corriente.

### **MOSFET de potencia**

Éstos se consiguen con capacidades de potencia de entre 1000 V y 100 A, en un intervalo de frecuencia de varias decenas de Kiloherzt. Existe una tecnología para MOSFET de potencia con alto voltaje, llamada COOLMOS. Ésta tecnología confiere menor resistencia en estado cerrado, en comparación con otros MOSFET. Las pérdidas por conducción son al menos cinco veces menores que las de la tecnología MOSFET convencional. COOLMOS es capaz de manejar dos o tres veces más potencia de salida en comparación con el MOSFET convencional en el mismo paquete. La resistencia de un COOLMOS de 600 V, 47 A es 70 m $\Omega$  [1].

Se ha desarrollado una nueva tecnología para MOSFET, llamada TMOS V. TMOSV está diseñada para aplicaciones en baja tensión, alta velocidad de conmutación en las fuentes de alimentación, convertidores y controladores de velocidad para motores. Al igual que los MOSFETS, los TMOS V son controlados por voltaje y están diseñados para soportar altos niveles de energía en los modos de avalancha y conmutación. El valor de la resistencia en estado encendido es cercano a la mitad de la de los MOSFETS estándares [10].

### **IGBT**

Los IGBT son transistores de potencia de voltaje controlado. En forma inherente, son más rápidos que los BJT, pero no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo, ofrecen características muy superiores de activación y de salida que las de los BJT. Los IGBT son adecuados para alto voltaje, gran corriente y frecuencias hasta de 20 Khz., y se consiguen hasta para 1700 V y 2400 A [1].

### **SIT**

Un SIT es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia. En esencia, es la versión del tubo de vacío tríodo, en estado sólido, y se parece a un transistor de unión de efecto de campo (JFET Junction Field-Effect Transistor). Tiene posibilidades de poco ruido, poca distorsión y alta potencia en alta audiofrecuencia. Los tiempos de cerrado y abertura son muy cortos, de unos 20  $\mu$ s. La característica de cerrado normal y el alto límite de caída en estado cerrado limita sus aplicaciones para conversiones generales de potencia. La capacidad de corriente de los SIT puede ser hasta de 1200 V, 300 A. Los SIT son más adecuados para aplicaciones de gran potencia en alta frecuencia, como VHF/UHF (muy alta frecuencia/ultra alta frecuencia), y de microondas [1].

Para la elección de los transistores de potencia a emplear, se buscó que éstos tuvieran un voltaje de estado cerrado lo más cercano a cero, que resistan la mayor cantidad de voltaje en estado abierto, capacidad de manejar una gran corriente y la mayor velocidad posible de conmutación, todo esto sin dejar a un lado la conveniencia económica, de acuerdo a las necesidades del diseño.

Las pruebas primarias de funcionamiento del prototipo se hicieron a bajo voltaje. Para esto se emplearon transistores FET de potencia TMOS V, no. MTP3055V, de Motorola [10]. Éste transistor es capaz de manejar una corriente de drenaje de 12 amperes, un voltaje de drenaje-fuente de 60 voltios y tiene una resistencia entre drenaje-fuente  $0.15 \Omega$  en estado encendido.

Retomando la cuestión de seguridad, la Norma Oficial Mexicana para Instalaciones Eléctricas, en lo referente a controladores para motores, presenta la tabla 3.2

KW	CP	Corriente eléctrica máxima a rotor bloqueado (2 y 3 fases y diseños B, C, D y E)											
		115 V		200 V		208 V		230 V		460 V		575 V	
		B, C, D	E	B, C, D	E	B, C, D	E	B, C, D	E	B, C, D	E	B, C, D	E
0,373	1/2	40	40	23	23	22,1	22,1	20	20	10	10	8	8
0,560	3/4	50	50	28,8	28,8	27,6	27,6	25	25	12,5	12,5	10	10
0,746	1	60	60	34,5	34,5	33	33	30	30	15	15	12	12
1,119	1-½	80	80	46	46	44	44	40	40	20	20	16	16
1,49	2	100	100	57,5	57,5	55	55	50	50	25	25	20	20
2,23	3			73,6	84	71	81	64	73	32	36,6	25,6	29,2
3,73	5			105,8	140	102	135	92	122	46	61	36,8	48,8
5,60	7-½			146	210	140	202	127	183	63,5	91,5	50,8	73,2
7,46	10			186,3	259	179	249	162	225	81	113	64,8	90
11,19	15			267	388	257	373	232	337	116	169	93	135
14,92	20			334	516	321	497	290	449	145	225	116	180
18,65	25			420	646	404	621	365	562	183	281	146	225
22,38	30			500	775	481	745	435	674	218	337	174	270
29,84	40			667	948	641	911	580	824	290	412	232	330
37,3	50			834	1185	802	1139	725	1030	363	515	290	412
44,76	60			1001	1421	962	1367	870	1236	435	618	348	494
55,95	75			1248	1777	1200	1708	1085	1545	543	773	434	618
74,60	100			1668	2154	1603	2071	1450	1873	725	937	580	749
93,25	120			2087	2692	2007	2589	1815	2341	908	1171	726	936
119,9	150			2496	3230	2400	3106	2170	2809	1085	1405	868	1124
149,2	200			3335	4307	3207	4141	2900	3745	1450	1873	1160	1498
186,5	250									1825	2344	1460	1875
223,8	300									2200	2809	1760	2247
261,1	350									2550	3277	2040	2622
298,4	400									2900	3745	2320	2996
335,7	450									3250	4214	2600	3371
373	500									3625	4682	2900	3746

Tabla 3.2 Conversión de corriente eléctrica máxima a rotor bloqueado para motores polifásicos, para la selección de controladores y medios de desconexión de acuerdo con la tensión eléctrica nominal y potencia nominal en kW. [5]

De la tabla 3.2 se puede ver que para un motor de 0.5 Hp, los dispositivos de conmutación deben ser capaces de soportar unos 20 Amperes. Es por esto que después de probado el prototipo a bajo voltaje, se incrementa el voltaje de prueba y se utilizan elementos para tensiones mayores y se elige el transistor MOSFET de canal N, no. IRF640, de Internacional Rectifier [11], con características  $I_D = 20$  amperes,  $V_{DSS} = 200$  voltios.

Uno de los aspectos más importantes a tomar en cuenta en el diseño del inversor, es que existen transitorios de voltaje. Éstos pueden ser producidos por las altas velocidades de conmutación de los transistores, por las corrientes de recuperación inversa y la desconexión de la carga. Para resolver éste problema, se conectó un circuito amortiguador RC de potencia, entre el drenaje y fuente de cada transistor. Con estos elementos se limitan los estados transitorios de  $dv/dt$  y de voltaje pico, para que queden dentro de los parámetros permitidos.

Se adaptaron disipadores de calor a cada transistor, pues debido a las pérdidas en estado activo y por conmutación, dentro de cada uno se genera calor. Éste calor se debe transferir del dispositivo a un medio de enfriamiento, para mantener la temperatura de operación en la unión dentro de los límites especificados.

En los convertidores de potencia se pueden presentar cortocircuitos y fallas, y las corrientes de falla que resulten deben eliminarse con rapidez. Para proteger los dispositivos semiconductores se usaron seis fusibles de 1.6 amperios. De ésta manera, al aumentar a corriente de falla, el fusible se abre y

suprime la corriente de falla. Este fusible por su naturaleza lenta no protege al semiconductor, pero sí evita que el corto circuito se propague. Como drivers para los transistores, se emplean seis circuitos integrados de TOSHIBA no. TLP250, los cuales se explican más adelante.

### **3.2 Generación de las señales de control para el puente inversor trifásico**

La estrategia de control para los convertidores de potencia desempeña una parte importante en la generación de armónicas y la distorsión de la forma de onda de salida. Por ésta razón, se buscó una manera donde se puedan tratar de minimizar o reducir esos problemas.

Se revisaron tres manuales de equipos variadores de velocidad para motores de CA. El propósito de leer estos manuales fue estudiar el proceso de generación de las señales de control en equipos totalmente probados en la industria.

El producto *MOTOR MASTER™* Adjustable Speed Control, de la empresa *VS Drives*, así como el variador de velocidad para motor CA de marca ABB, generan una señal senoidal mediante circuitos analógicos. Se varía la amplitud de la señal de salida con una etapa separada de otra que varía la frecuencia. La figura 3.5 presenta un esquema general de éste tipo de generación de señales de control.

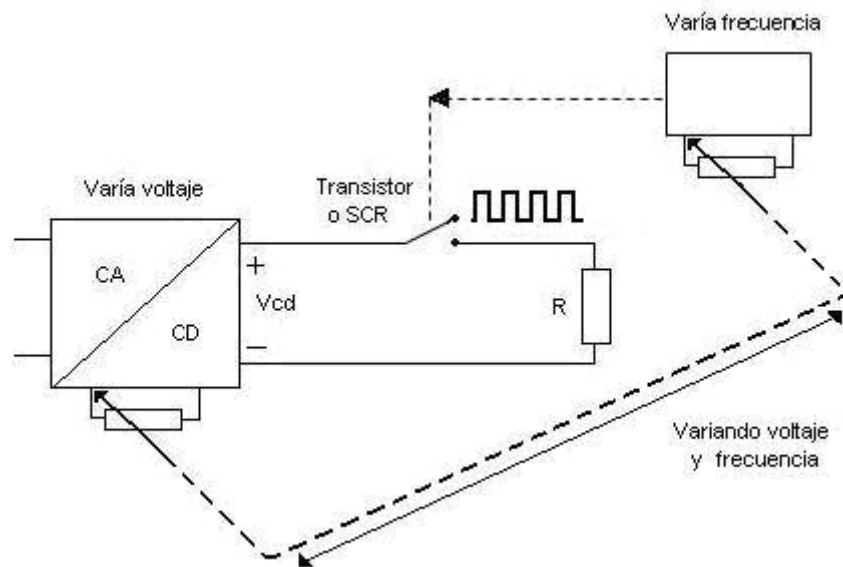


Figura 3.5 Generación de las señales de control mediante etapas independientes de variación de voltaje y variación de frecuencia

Con el diagrama de la figura 3.5 se ejemplifica la manera de controlar el voltaje y la frecuencia de la carga R por dos bloques de control independientes pero accionados mecánicamente de manera simultánea. El primer bloque varía el nivel de voltaje de corriente directa que alimenta a la carga R y el segundo bloque varía la frecuencia a la misma carga R por medio del conmutador que puede ser un transistor o un SCR.

El sistema de PRISM, ( $\frac{1}{4}$  Hp through 5 Hp adjustable Frequency AC drive), cambia los esquemas anteriores y utiliza una modulación por ancho de pulso. Éste sistema genera la portadora, teniendo control sobre la frecuencia de ésta. Las señales se generan de manera analógica.

La figura 3.6 muestra el esquema general de la generación de la señal de control hacia un transistor del puente inversor del controlador de PRISM.

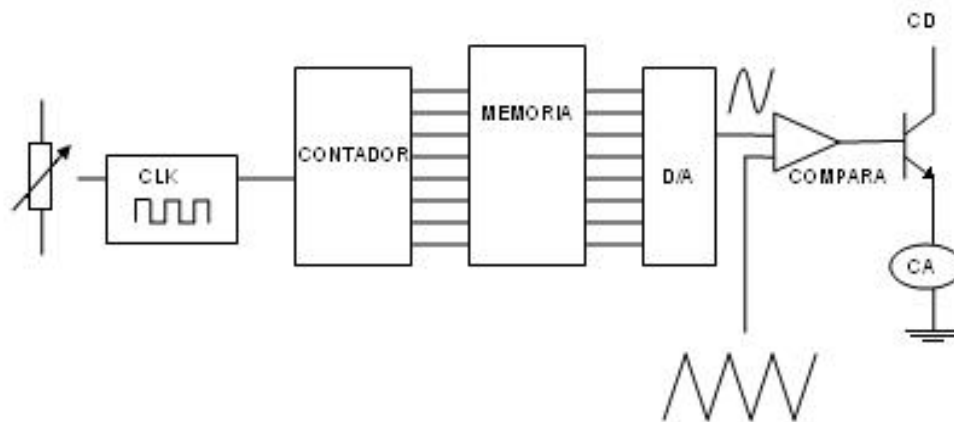


Figura 3.6. Esquema general de la generación de la señal de control para un transistor del puente inversor dentro del equipo variador de velocidad de PRISM

Estos equipos son relativamente antiguos y hacen un buen control de velocidad del motor. Sin embargo, al incluir una gran cantidad de componentes en la generación de las señales de control, el costo se eleva, haciéndolo inaccesible al usuario.

Teniendo claro la generación de las señales de control para el puente inversor, en ésta tesis el voltaje de control suministrado a los circuitos comparadores se implementa en forma digital, por medio de un microcontrolador. El microcontrolador podrá variar el voltaje de control para obtener las diferentes frecuencias y niveles de voltaje deseados.

### 3.2.1 Condiciones para generar las señales:

La operación de un inversor PWM de frecuencia ajustable requiere la generación de un conjunto de señales de referencia senoidales trifásicas, con amplitud y frecuencia ajustables, las cuales serán las señales de control de disparos para cada transistor. Si el motor operará a velocidades bajas, desde su estado sin marcha, el controlador debe ser capaz de manejar salidas desde frecuencias cercanas a cero.

La frecuencia de la portadora  $f_c$  determina la cantidad de pulsos  $p$  por cada medio ciclo, y  $p$  determina el orden de la armónica predominante en la salida sinusoidal. Se han usado técnicas analíticas basadas en las series de Fourier, para derivar expresiones matemáticas para el espectro armónico de la forma de onda PWM. Resultados de estos análisis, muestran que los armónicos ocurren en las bandas laterales de la frecuencia portadora y sus múltiplos. Además, se dice que el orden de los armónicos está dado por  $k = np \pm m$ ; las  $m$ -ésimas bandas laterales del  $n$ -ésimo armónico de la portadora [3].

Hay armónicos de orden alto que también están presentes en la forma de onda del voltaje, en los múltiplos impares de  $p$ . Es de considerar que si  $p$  es múltiplo de tres, éstos armónicos de la portadora y algunos otros del orden  $2p \pm 3$ , no incidirán en la carga trifásica [3].

Las magnitudes de los componentes armónicos principales, se obtienen en función del índice de modulación,  $M$ . En la figura 3.7 se muestra la magnitud del voltaje del armónico  $V_k$  expresado como una fracción del valor pico del voltaje fundamental  $V_{1max}$ .

La figura 3.8 muestra el voltaje del armónico normalizado  $\frac{V_k}{V_1}$ . Las curvas se muestran desde su valor cero hasta la unidad.

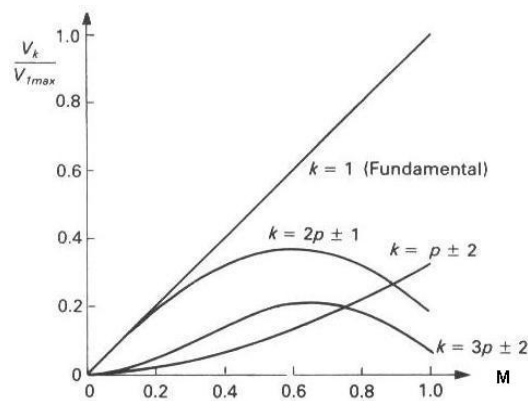


Figura 3.7 Contenido armónico de la onda PWM sinusoidal como función del índice de modulación. Se muestra la amplitud de un armónico relativo a la amplitud máxima de la fundamental [ 3]

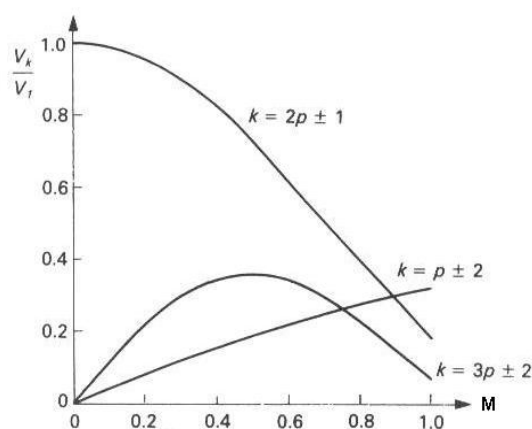


Figura 3.8 Contenido armónico de la onda PWM sinusoidal como función del índice de modulación. Se muestra la amplitud de un armónico, relativo a la amplitud actual de la fundamental [ 3]

En las figuras 3.7 y 3.8 se puede observar que existe una relación lineal entre la magnitud de del voltaje fundamental y el índice de modulación. El análisis de las armónicas muestra que esto se cumple cuando  $p$  es mayor que tres. La amplitud de la fundamental del voltaje de línea a neutro, para una carga conectada esta dado por:

$$V_1 = M \frac{V_c}{2} \quad \text{para } 0 \leq M \leq 1$$

Donde  $V_c$  es el voltaje de corriente directa [3]

La figura 3.7 muestra que los armónicos del orden  $(2p \pm 1)$  son dominantes sobre la mayor parte del rango  $M$ , pero los del orden  $(p \pm 2)$  son también significativos. En general, el armónico más bajo que se puede apreciar es del orden  $p - 2$ . Para valores grandes de  $p$ , éste es de orden mucho mayor que el de los armónicos de orden mas bajo en una señal PWM cuadrada [3].

Se tiene que:

$$\begin{aligned} p &= \frac{f_c}{2f_r} = \frac{mf}{2} \\ mf &= \frac{f_c}{f_r} \\ M &= \frac{A_r}{A_c} \end{aligned} \quad [1]$$

Donde:

$f_r$	=	frecuencia de la señal de referencia
$f_c$	=	frecuencia de la señal portadora
$A_r$	=	Amplitud de la señal de referencia
$A_c$	=	Amplitud de la señal portadora
$m_f$	=	Relación de modulación de frecuencia
$p$	=	Cantidad de pulsos por medio ciclo
$M$	=	Índice de modulación

Por las condiciones anteriormente señaladas, el índice de modulación debe ser lo más cercano a 1. Para el diseño,  $M$  es igual a 0.98 , además se adecuó el valor de  $p$  para que en la mayor parte del rango de frecuencias de operación, éste valor sea un múltiplo de tres.

Por ejemplo, si tenemos una alimentación de 220 voltios RMS, tenemos que  $A_r$ , la amplitud pico del voltaje sinusoidal, es igual a 311.12 voltios. Con éste valor, debemos calcular la amplitud máxima de la señal triangular de manera que conservemos el índice de modulación ( $M$ ), con el valor original propuesto, es decir, igual a 0.98.

De esta manera:

$$M = \frac{A_r}{A_c}$$

$$A_c = \frac{A_r}{M}$$

$$A_c = \frac{311.12}{0.98} = 317 \text{ voltios}$$

Si se eligen 12 pulsos por medio ciclo (múltiplo de 3), y si  $f_r$ , (la frecuencia de la señal de referencia) es igual a 60 Hz, entonces, la frecuencia de la señal portadora, se determina:

$$p = \frac{f_c}{2f_r}$$

$$f_c = (p)(2f_r)$$

$$f_c = (12) \times (2)(60)$$

$$f_c = 1440 \text{ Hz}$$

Los valores de las señales a comparar para obtener la señal PWM deseada tienen los siguientes valores:

Frecuencia de la onda triangular,  $f_c = 1.44 \text{ Khz}$

Amplitud de la onda triangular,  $A_c = 317 \text{ voltios}$

Teniendo estas características en las señales de control, los indeseables armónicos de orden bajo, típicos de los puentes inversores trifásicos, son eliminados.

Es importante resaltar que dependiendo de la velocidad del motor a mantener, se tendrán diferentes valores de amplitud y frecuencia para la onda senoidal de referencia. Los valores de ésta onda se obtuvieron de acuerdo a los valores  $p$  y  $M$  elegidos.

A mayores valores de  $p$ , la amplitud de las armónicas de orden mas bajo (LOH), serían menores, pero aumentarían las de algunas armónicas de orden mayor. Sin embargo, esas armónicas de orden mayor producen un rizo despreciable [3].

Tal como se explico en el capítulo anterior, los valores de la señal PWM se obtienen a partir de hacer una comparación de la señal portadora con la de referencia. Si la señal de referencia es mayor, se tendrá una señal de salida positiva, de lo contrario, esta será negativa. Bajo ésta consigna, y con el objetivo de obtener los valores de la onda PWM, se hicieron simulaciones para diversos valores de voltaje y frecuencia de la onda senoidal.

En la figura 3.9 se muestra el circuito diseñado en el programa PROTEL, donde se comparan la señal de referencia con la señal portadora. A la salida de éste se tiene la salida de control deseada.

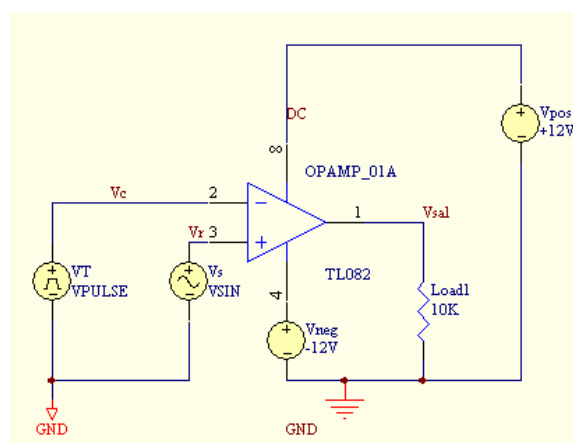


Figura 3.9 Circuito diseñado en el programa PROTEL, para hacer una simulación de la generación de una onda PWM unidireccional.

Para este ejemplo, la onda senoidal tiene una amplitud pico de 317 voltios y su frecuencia es de 60 Hz. El resultado de la simulación del circuito anterior se muestra en la figura 3.10

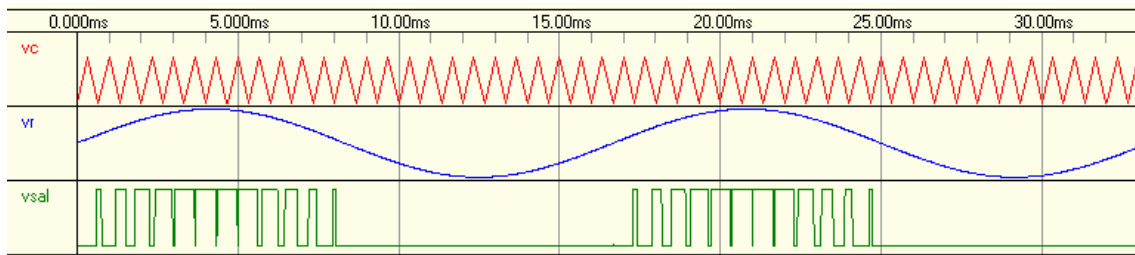


Figura 3.10 Simulación de la onda PWM de salida para la máxima frecuencia a programar: 60 Hz.

En la figura 3.10, se puede observar cómo es que la frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la señal de salida. Además, dado que se respetaron los valores calculados para obtener éstos resultados, se puede notar que la cantidad de pulsos por medio ciclo es igual a 12. Dada la naturaleza de la generación de señales PWM, a bajas frecuencias se necesitaron valores mayores de  $p$ .

En un principio, la relación  $M$  se había propuesto de 0.98 sólo para el máximo nivel de velocidad, es decir, para la máxima frecuencia, sin embargo, a bajas frecuencias hasta casi la mitad inferior del rango de operación de éstas, (aproximadamente hasta 30 Hz.), no se tenía un adecuado torque a la salida. Aunado a esto, no se tenía control sobre la relación de modulación de frecuencia, esto es, no se tenía control sobre el número de conmutaciones por ciclo, pudiendo tomar  $p$  valores cualquiera, diferentes a los pertinentes.

Éste problema se puede observar en la figura 3.11, donde se muestran las salidas PWM para algunas frecuencias del rango.

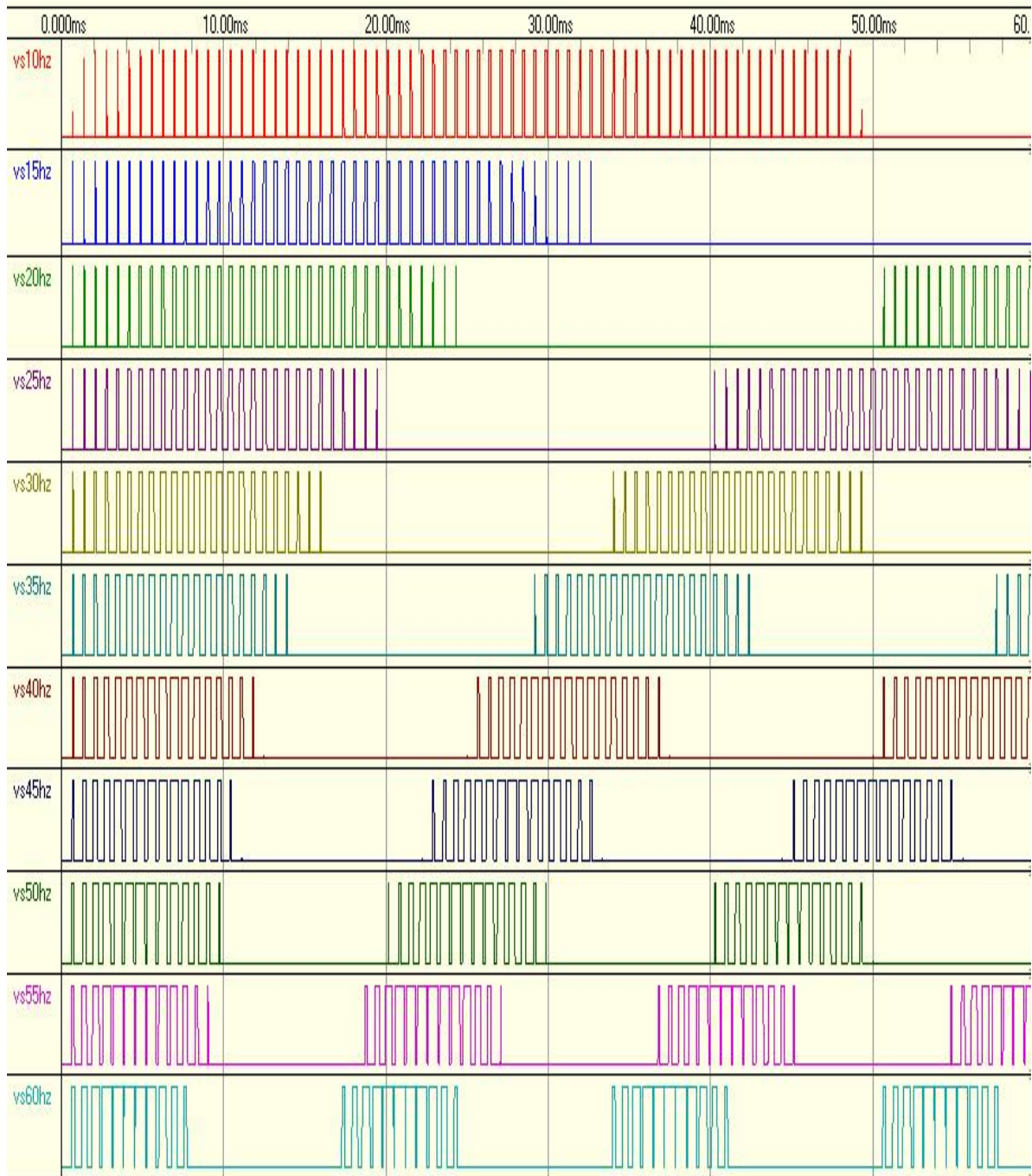


Figura 3.11 Resultados de la simulación del circuito comparador. Se muestran las salidas para diferentes frecuencias de entrada.

Se puede ver como de ésta manera no se tiene control sobre el valor de  $\rho$ . Tenemos que a bajas frecuencias se requiere una velocidad de conmutación muy alta de los transistores, lo cual es muy problemático.

Finalmente, todo el rango de frecuencias de operación, se dividió en 5 distintos valores de  $\rho$ . En la tabla 3.3 se muestran los valores de las señales portadora y de referencia para cada frecuencia, utilizadas para la generación de las ondas PWM.

Frecuencia de salida (Hz.)	Frecuencia de portadora $f_c$ ( Hz )	Rel. de modulación de frecuencia $m_f$	No. pulsos por medio ciclo ( $\rho$ )
3	219	73	33
4	280	70	33
5	350	70	33
6	420	70	33
7	490	70	33
8	560	70	33
9	630	70	33
10	700	70	33
11	660	60	27
12	720	60	27
13	780	60	27
14	840	60	27
15	900	60	27
16	960	60	27
17	1020	60	27
18	1080	60	27
19	1140	60	27
20	1200	60	27
21	1050	50	24
22	1100	50	24
23	1150	50	24
24	1200	50	24
25	1000	40	24
26	1040	40	18
27	1080	40	18

28	1120	40	18
29	1160	40	18
30	1200	40	18
31	1240	40	18
32	1280	40	18
33	1320	40	18
34	1360	40	18
35	1400	40	18
36	1440	40	18
37	1480	40	18
38	1520	40	18
39	1560	40	18
40	1600	40	18
41	1230	30	12
42	1260	30	12
43	1290	30	12
44	1320	30	12
45	1350	30	12
46	1380	30	12
47	1410	30	12
48	1440	30	12
49	980	20	7
50	1000	20	7
51	1020	20	7
52	1040	20	7
53	1060	20	7
54	1080	20	7
55	1100	20	7
56	1120	20	7
57	1140	20	7
58	1160	20	7
59	1180	20	7
60	1200	20	7

Tabla 3.3 Valores de las señales portadora y de referencia para cada frecuencia, utilizadas para la generación de las ondas PWM

Se hicieron las simulaciones para cada una de las frecuencias intermedias, (desde 3 Hz hasta 60 Hz), para generar las salidas PWM unilaterales. El objetivo de estas simulaciones fue obtener los valores de las ondas para cada frecuencia, para implementarlos dentro de una tabla dentro del programa en un microcontrolador.

### 3.2.2 Generación de las señales

Después de analizar los microcontroladores existentes en el mercado, se utilizó un microcontrolador de la empresa Microchip de la serie 16; el microcontrolador PIC16F877. El programa que se elaboró, requirió, entre otros recursos del microcontrolador, de sus tres temporizadores, todos los puertos, interrupciones por desbordamiento de TMR1, TMR0, y la mayoría de sus pines. De ésta manera, éste microcontrolador se eligió por contar con los recursos necesarios para ésta aplicación.

Siguiendo los valores de las ondas PWM unilaterales obtenidas en las simulaciones, dentro del microcontrolador se generaron seis señales, las cuales se nombraron como HN1, HN2, HN3, LN1, LN2 y LN3.

Estas señales están divididas en 2 grupos: H, que corresponden a los medios ciclos positivos PWM unilaterales, y L, correspondientes a los medios ciclos negativos PWM unilaterales. Estas señales son aplicadas tal como se muestra en la figura 3.12

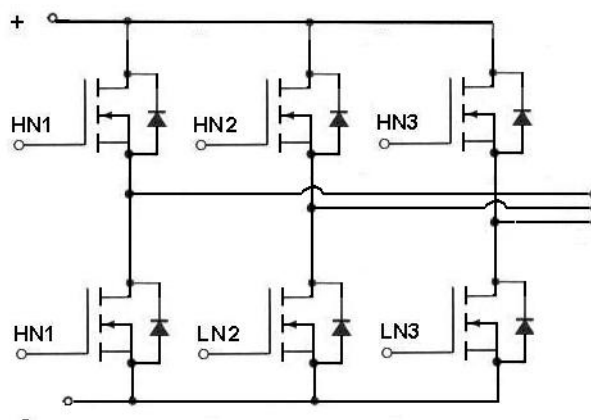


Figura 3.12 Ubicación de la aplicación de las señales de control hacia el puente inversor

HN2 está defasada  $120^\circ$  con respecto a HN1 así como HN3 se encuentra defasada  $240^\circ$  con respecto a HN1. De igual forma, LN2 está defasada  $120^\circ$  y LN3  $240^\circ$ , ambas con respecto a LN1. A su vez, por la condición de que dos transistores de la misma rama no pueden conducir al mismo tiempo, y por la naturaleza del PWM unilateral, LN1 es defasada  $180^\circ$  respecto a HN1, LN2 es defasado  $180^\circ$  respecto a HN2, y LN3 es defasado  $180^\circ$  con respecto a HN3.

El programa recibe 4 entradas: paro, paro de emergencia, arranque, subir, bajar y programar/enter. Considerando que el motor se va a arrancar, la frecuencia de las ondas de salida aumentan gradualmente hasta alcanzar el valor deseado. En las figuras 3.13-a y 3.13-b, se presenta el diagrama de flujo general correspondiente al programa generador de señales PWM unidireccionales.

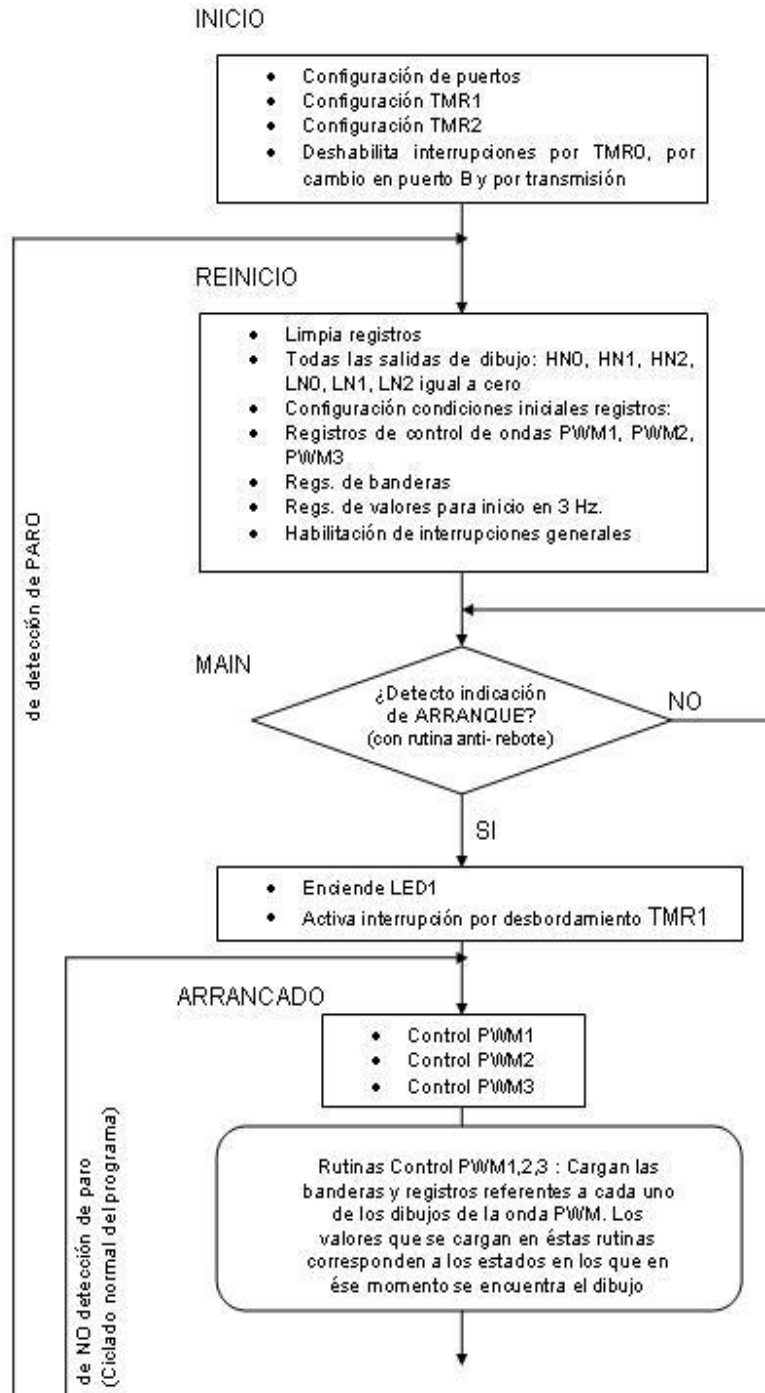


Figura 3.13-a Diagrama de flujo general del programa diseñado para la generación de las señales de control para el inversor trifásico. Primera parte.

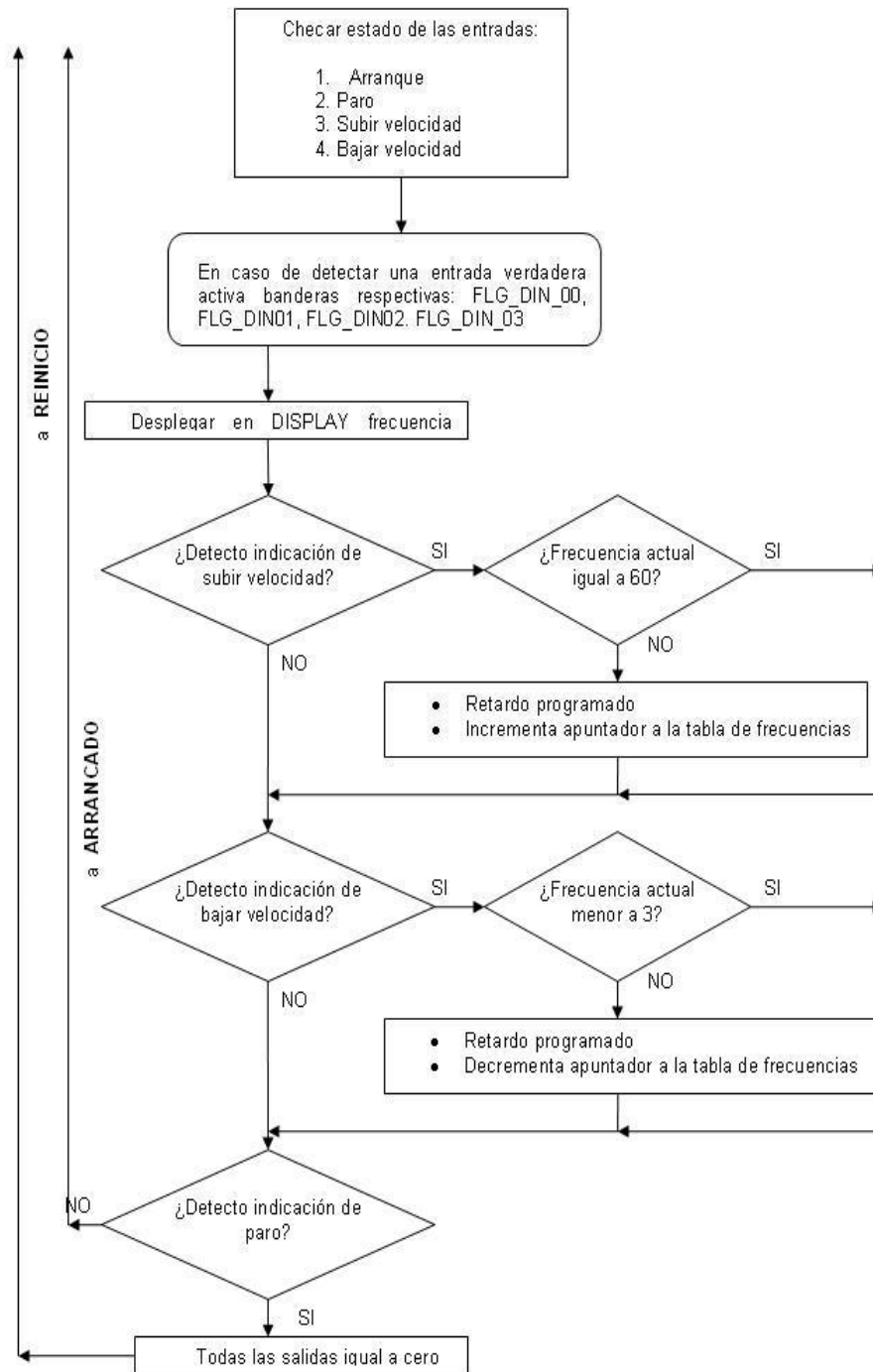


Figura 3.13-b Continuación. Diagrama de flujo general del programa diseñado para la generación de las señales de control para el inversor trifásico

Finalmente, las salidas son las 6 señales de control descritas anteriormente, un led indicador de encendido y/o máxima frecuencia, además de tener programadas salidas para dos visualizadores de 7 segmentos, los cuales indican la frecuencia en curso. A éstas funciones básicas para el variador se le agregan funciones de programación, las cuales se explican más adelante. El sistema de control solo, visto como entradas y salidas se muestra en la figura 3.14

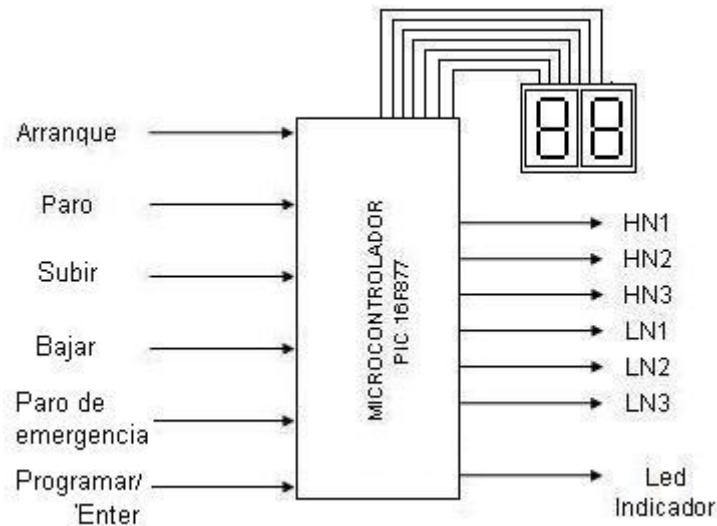


Figura 3.14. Microcontrolador generador de las señales de control para el puente inversor trifásico

En la figura 3.15 se muestra el diagrama de conexión del sistema generador de las señales de control para los transistores del puente inversor trifásico.

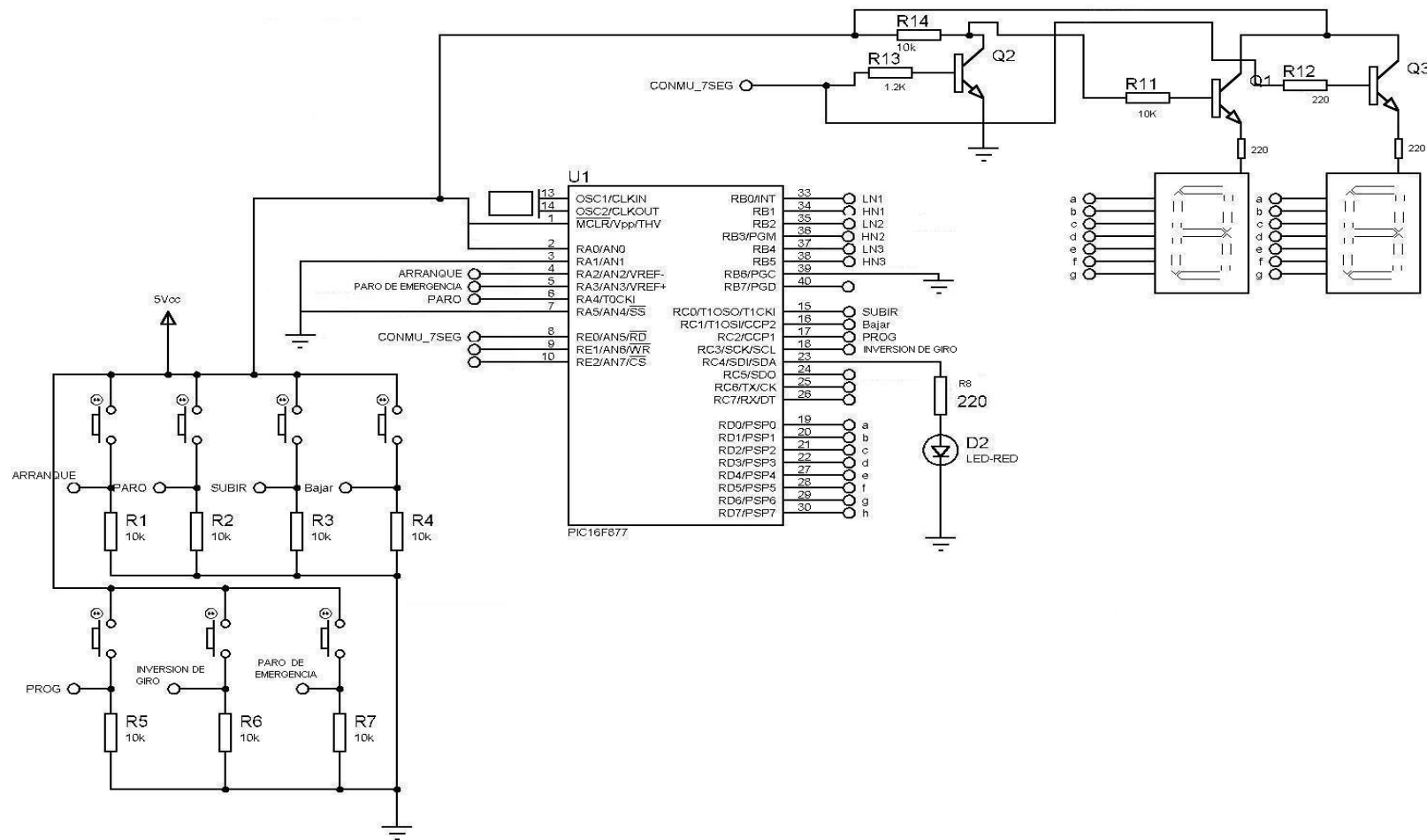


Figura 3.15 Diagrama de conexión del sistema generador de las señales de control para los transistores del puente inversor trifásico

### 3.3 Conexión entre las señales de control y el circuito inversor

Para operar los transistores de potencia como interruptores, se debe aplicar un voltaje de compuerta o una corriente de base para excitar los transistores al modo de saturación. El voltaje de control se debería aplicar entre las terminales de la compuerta y la alimentación.

En el diseño, tenemos seis transistores, y cada uno se debe controlar en forma individual. La figura 3.16 muestra la topología del puente inversor trifásico. El voltaje principal de CD es  $V_s$ , respecto a la Terminal G de tierra.

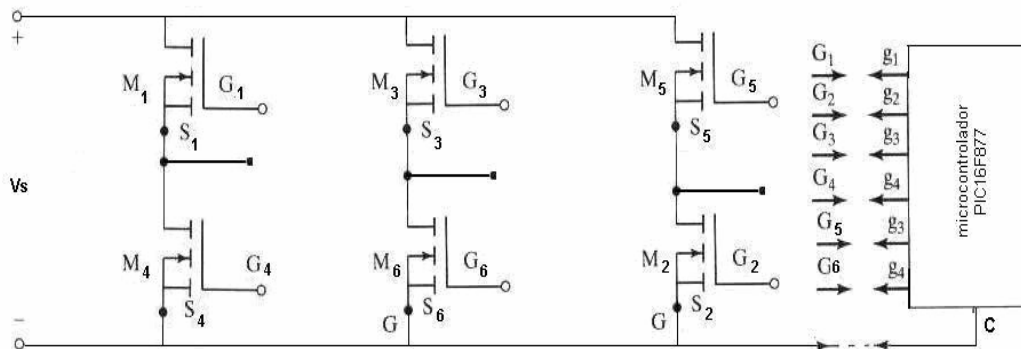


Figura 3.16 Topología del puente inversor

Tenemos al microcontrolador que genera seis pulsos. De acuerdo con lo explicado en la sección 3.2.2, estos pulsos están desplazados en el tiempo para efectuar la secuencia lógica necesaria para conversión de potencia de corriente directa a alterna. Sin embargo, los seis pulsos lógicos tienen una terminal común, C.

Esa terminal del circuito lógico se podría conectar con la terminal G de tierra de la fuente principal de CD, como se indica con líneas interrumpidas.

La Terminal g1, que tiene un voltaje  $V_{g1}$  con respecto a la terminal C, no se puede conectar en forma directa con la terminal de compuerta G1. La señal  $V_{g1}$  se debería aplicar entre la terminal G1 de la compuerta y la terminal S1 del transistor M1.

Es de suma importancia el controlar la compuerta de un transistor entre su compuerta y su fuente, en lugar de aplicar el voltaje de compuerta entre la compuerta y la tierra común. Lo anterior se demuestra con la figura 3.17

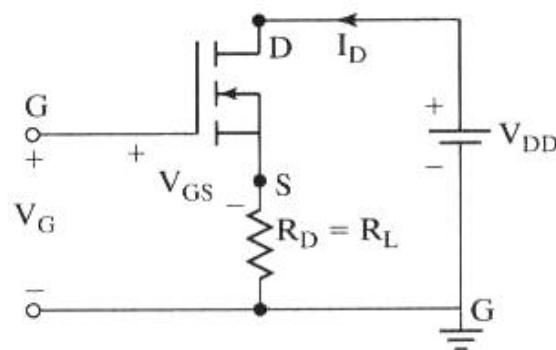


Figura 3.17 Voltaje de compuerta, de compuerta a tierra [1]

En la figura 3.17 se muestra un transistor MOSFET de canal N, tal como los empleados en el prototipo. En el circuito mostrado se ha conectado una resistencia de carga entre la alimentación y la tierra.

El voltaje efectivo de la fuente a la compuerta es:

$$V_{GS} = V_G - (R_L) (I_D) \quad [1]$$

Donde  $I_D$  varía con  $V_{GS}$ . El valor efectivo de  $V_{GS}$  disminuye cuando el transistor se activa, y  $V_{GS}$  llega a un valor de estado permanente que se necesita para balancear la corriente de carga o de drenaje. El valor efectivo de  $V_{GS}$  es impredecible, y ese arreglo no es adecuado [1].

De esta manera, para flotar o aislar la señal de control con respecto a tierra, se requiere de optoacopladores. Por todo lo anterior se puede ver que hay necesidad de tener circuitos de aislamiento e interconexión entre el circuito lógico y los transistores de potencia.

El circuito de disparo es una parte importante del inversor, pues la salida de un convertidor depende de la forma en que el circuito de disparo excita los dispositivos de conmutación. Por consiguiente, las características del circuito de disparo son elementos clave para obtener la salida deseada.

Para satisfacer éstas necesidades en el diseño, se utilizó el circuito integrado TLP250, de Toshiba (figura 3.18). El TLP250 reúne las características necesarias para el diseño, al ser un circuito excitador de compuerta para MOSFET, con opto acoplador. Además, tiene un tiempo de conmutación pequeño (1.5 us máx.), lo que lo hace ideal para aplicación.

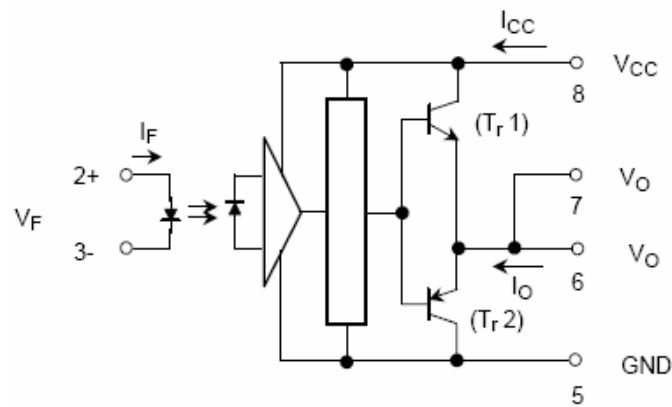


Figura 3.18 Diagrama interno TLP250 [13]

Por la configuración de inversor, los manejadores de los transistores necesitan alimentaciones independientes. Así, se incluyeron 4 fuentes de alimentación. Una de ellas alimenta a los impulsores de la parte inferior de cada rama y las otras tres alimentan a la parte superior de cada rama. Finalmente, en la figura 3.19 se muestra el esquema de la etapa de potencia del variador de velocidad para motor de corriente alterna trifásico.

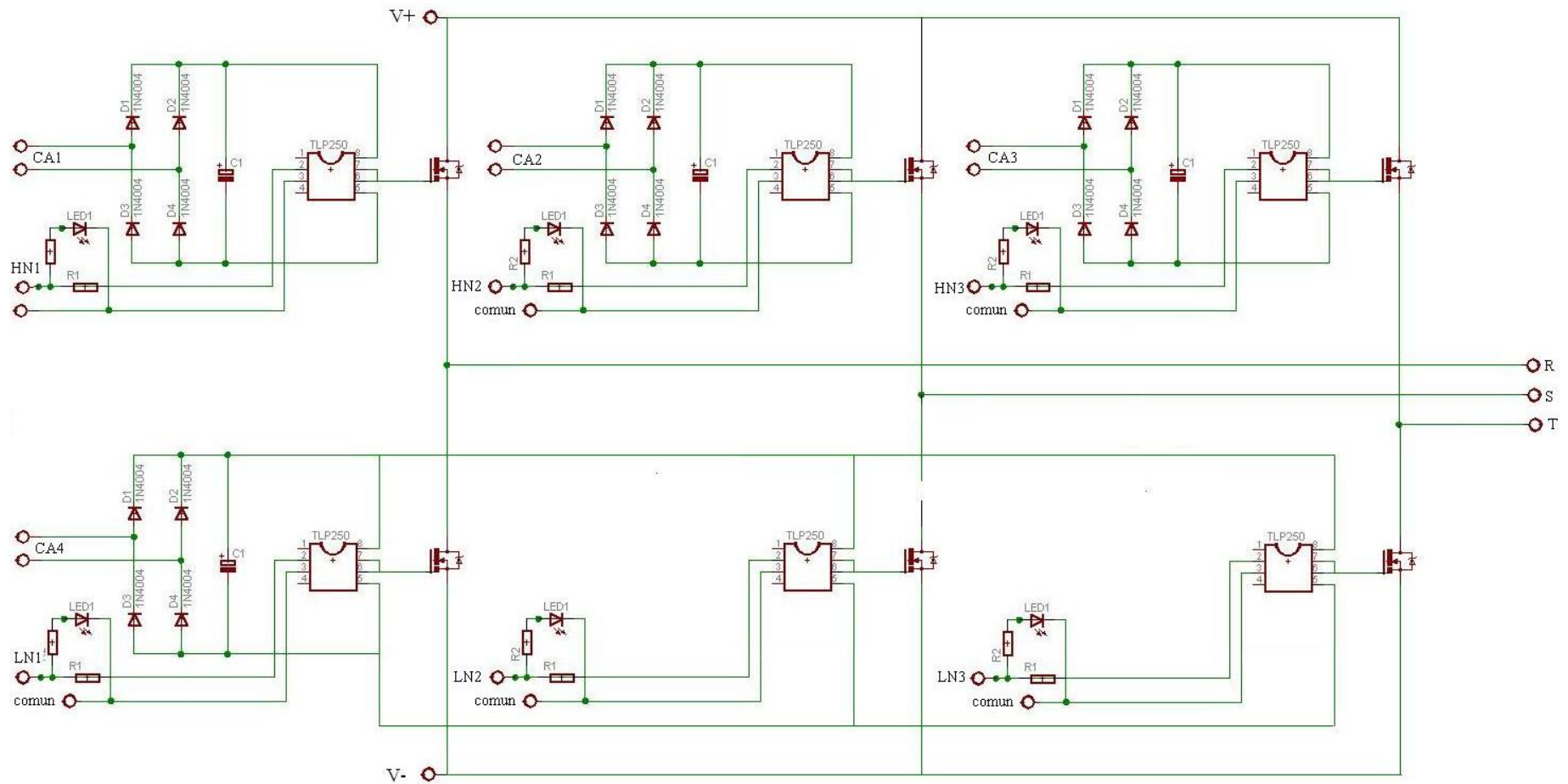


Figura 3.19 Etapa de potencia para el variador de velocidad para motor de corriente alterna trifásico, sin mostrar fuentes