

# CAPÍTULO III

## PROTOTIPO EXPERIMENTAL

El prototipo experimental se compone de una etapa digital, aislamiento y la etapa de potencia. La Fig. III.1 ilustra los bloques el circuito experimental. Como puede observarse es un sistema de lazo abierto. En las siguientes secciones se explicará el objetivo, las características y desarrollo de los bloques. El diagrama detallado del circuito se muestra en el apéndice A Fig. A. Durante la explicación de las etapas se harán referencias a segmentos del diagrama en Fig. A para localizar los componentes de la etapa descrita.

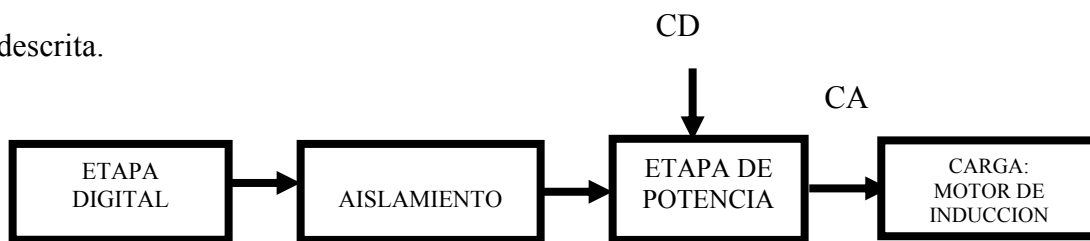


Fig. III.1: Bloques del Prototipo Experimental

### ETAPA DIGITAL

La etapa digital consiste del microcontrolador *PIC16C74B* que almacena el programa *svpwm.asm*, seis optoacopladores y tres drivers *ICL7667* usados para preparar las señales digitales hacia la etapa de aislamiento; Fig. III.2. La elección de un  $\mu C$  para esta aplicación y no de un sistema digital destinado para tal propósito se debió al conocimiento previo del  $\mu C$ , fácil programación, dar aplicación al  $\mu C$  e incluir elementos disponibles en el laboratorio y así como el costo.

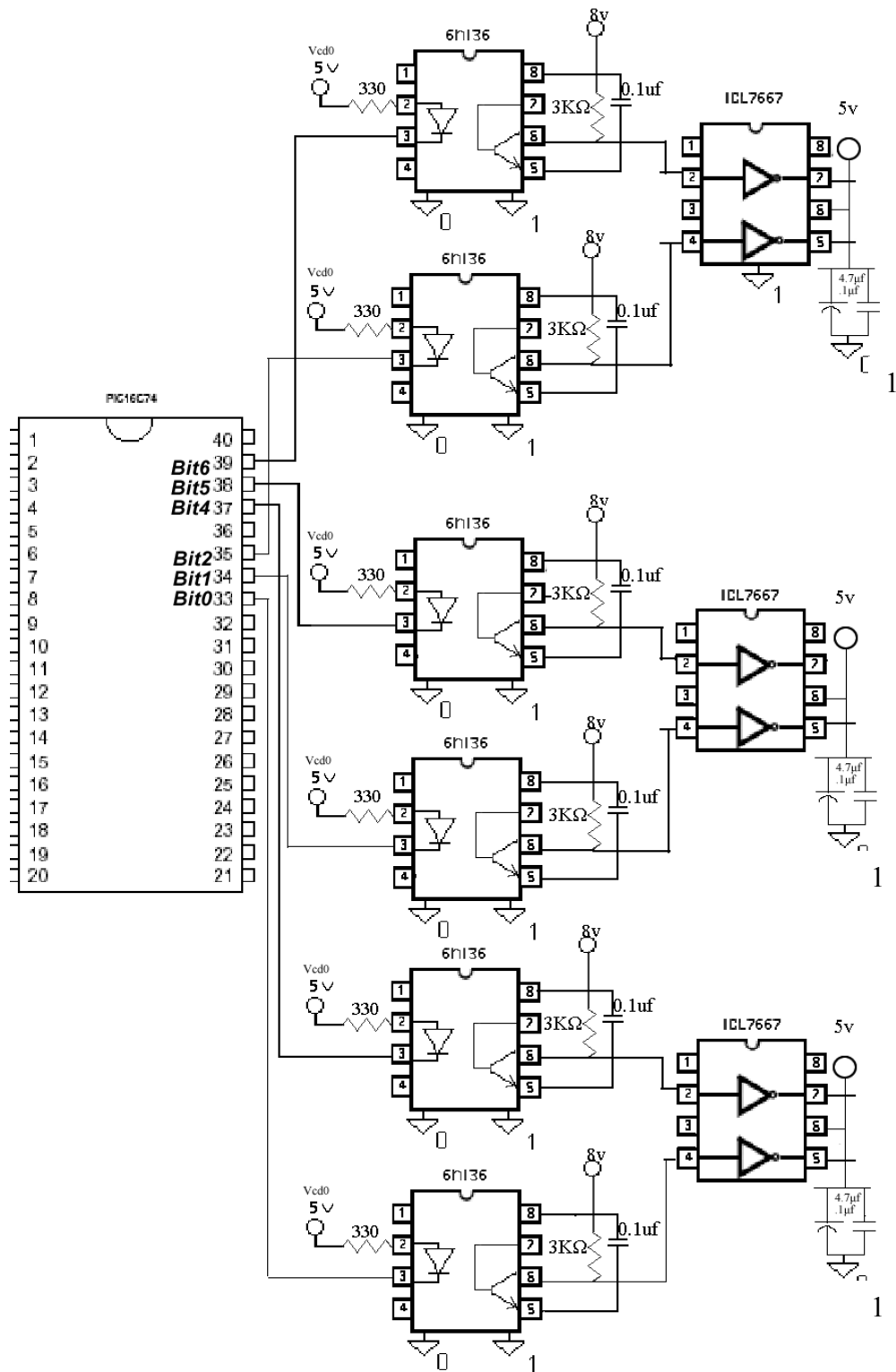


Fig. III.2: Elementos de la etapa digital

## Características del microcontrolador PIC16C74B

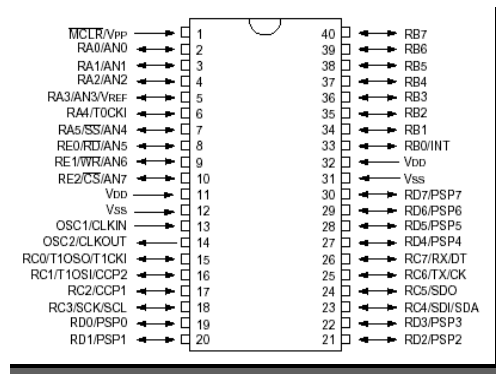


Fig. III.3: Ubicación de los pines

High Speed Crystal HS 20Mhz

4 k Bytes de Memoria de Programa

Puerto B de 8 bits I/O.  $I_{out}=25mA$ ,  $I_{in}=25mA$

Rango de ejecución de instrucción = 200ns a 400ns.

El  $\mu C$  incluye un módulo PWM que no es útil para la técnica SVPWM de esta tesis porque el módulo PWM en el  $\mu C$  genera dos pulsos de control y en el control SVPWM de la tesis requiere mínimo de tres pulsos. La Fig. III.4 muestra el proceso para la generación de los pulsos de control para los transistores. El código del algoritmo de control se desarrollo en MATLAB; en la Fig. III.4 se identifica como *pulsos.m*. El programa *pulsos.m* calcula las proyecciones  $T_u'$ ,  $T_a'$ ,  $T_b'$  y  $T_o'$  de la Tabla II.2 y las representa en formato hédadecimale en la Tabla III.1. Esta tabla se agregó al principio del programa *svpwm.asm* grabado en el  $\mu C$ .

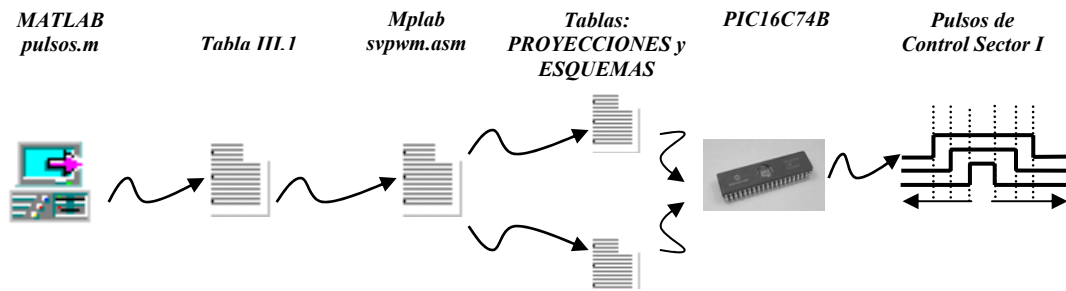


Fig. III.4: Proceso para generar los pulsos de control

El programa *svpwm.asm* del  $\mu C$  almacena dos tablas PROYECCIONES y ESQUEMAS. La Tabla II.2 en el programa *svpwm.asm* se llama PROYECCIONES y representa el número de ciclos de reloj que el  $\mu C$  ejecuta para generar el esquema de la Fig. II.10; por su parte ESQUEMAS establece el código para generar las combinaciones binarias que sintetizan los vectores  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$  y  $V_8$  del hexágono vectorial en el plano  $\alpha\text{-}\beta$ . Los valores de ESQUEMAS se basan en la secuencia de rotación contraria a las manecillas del reloj mostrada en Fig. I.13. Para leer esta información en un formato más accesible para el  $\mu C$ , se creó la Tabla D3<sup>t</sup>.

La lectura simultánea de ESQUEMAS y PROYECCIONES genera en el puerto B del  $\mu C$  seis pulsos para los transistores  $Q_1, Q_3, Q_5$  y  $Q_4, Q_6, Q_2$  del puente trifásico. Los pulsos del  $\mu C$  para  $Q_1, Q_3, Q_5$  corresponden a los transistores superiores y  $Q_4, Q_6, Q_2$  a los transistores inferiores; de manera que los pulsos superiores deberán ser complementarios a los inferiores. Los bits del puerto B asignados a los transistores superiores  $Q_1, Q_3, Q_5$  son: 6, 5 y 4 respectivamente; para los inferiores  $Q_4, Q_6, Q_2$  son: 2, 1 y 0, Fig. III.5.

<sup>t</sup> Consultar el apéndice D para esta información.

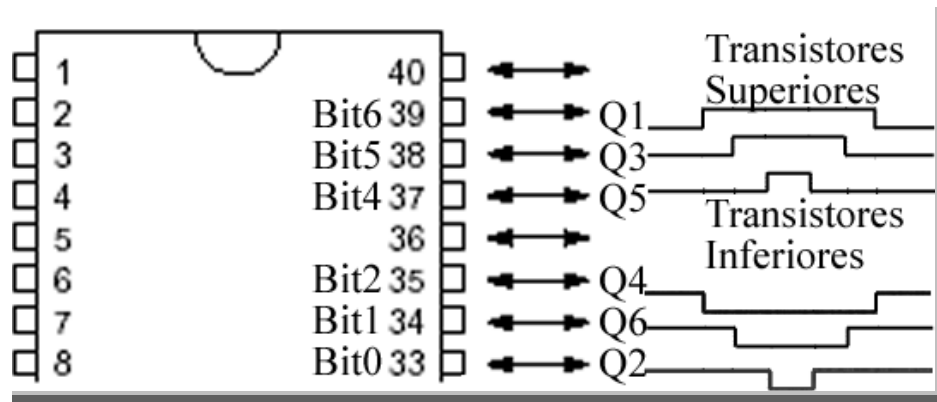


Fig. III.5: Correspondencia entre los pulsos de control y los bits del  $\mu\text{C}$

Los pulsos de una misma rama deberán tener un *tiempo muerto* entre las conmutaciones de los bits opuestos, Fig. III.6 [4]. Inicialmente el valor del *tiempo muerto* mínimo fue la suma de los valores para encendido y apagado en los mosfets. (sección de Potencia).

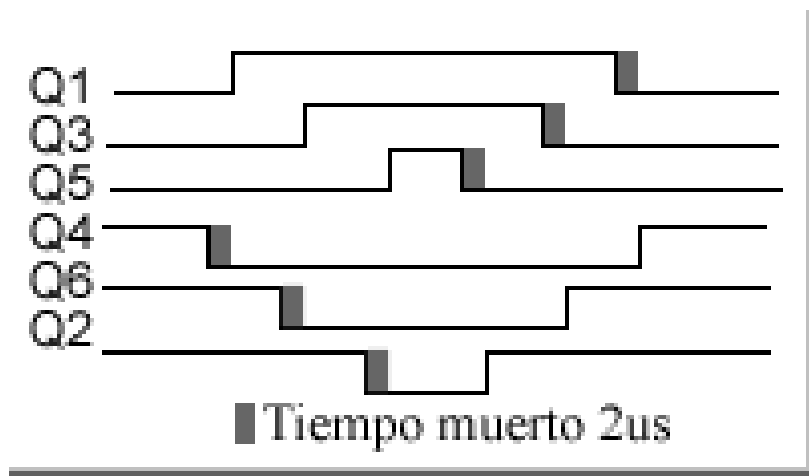


Fig. III.6: Tiempos muertos para los pulsos complementarios

Sin embargo el *tiempo muerto* lo definieron las siete instrucciones que el programa *svpwm.asm* necesitó para generar este retardo. Las siete instrucciones representaron diez ciclos de reloj del  $\mu C$ , lo que dio un *tiempo muerto* =  $2 \mu s$ . Comparando este valor con los retardos de los mosfets se ve que este tiempo es suficientemente grande para permitir la conmutación entre ellos.

El máximo valor decimal que se puede almacenar en los registros de memoria del  $\mu C$  es **255** (8 bits), comparando con los valores de la Tabla II.2 algunos de ellos son mayores a **255**; el formato hexadecimal en la Tabla III.1 permitió dividir en dos bytes los datos y manejar la parte más significativa y la parte menos significativa. En el programa *svpwm.asm* esta tabla se llama PROYECCIONES.

Número Decimal		Número Héxadecimal
158	$T_u'$	076
377	$T_a'$	179
96	$T_b'$	060
158	$T_o'/2$	08A
96	$T_b'$	060
377	$T_a'$	179

145	$T_u'$	066
337	$T_a'$	151
105	$T_b'$	069
132	$T_o'/2$	06D
105	$T_b'$	069
337	$T_a'$	151

122	$T_u'$	063
406	$T_a'$	196
114	$T_b'$	072
111	$T_o'/2$	06F
114	$T_b'$	072
406	$T_a'$	196

104	$T_u'$	068
366	$T_a'$	16E
169	$T_b'$	0A9
97	$T_o'/2$	061
169	$T_b'$	0A9
366	$T_a'$	16E

92	$T_u'$	05C
321	$T_a'$	141
222	$T_b'$	0DE
88	$T_o'/2$	058
222	$T_b'$	0DE
321	$T_a'$	141

86	$T_u'$	056
273	$T_a'$	111
273	$T_b'$	111
85	$T_o'/2$	055
273	$T_b'$	111
273	$T_a'$	111

86	$T_u'$	056
222	$T_a'$	0DE
321	$T_b'$	141
88	$T_o'/2$	058
321	$T_b'$	141
222	$T_a'$	0DE

92	$T_u'$	05C
169	$T_a'$	0A9
366	$T_b'$	16E
97	$T_o'/2$	061
366	$T_b'$	16E
169	$T_a'$	0A9

104	$T_u'$	068
114	$T_a'$	072
406	$T_b'$	196
111	$T_o'/2$	06F
406	$T_b'$	196
114	$T_a'$	072

122	$T_u'$	063
105	$T_a'$	069
337	$T_b'$	151
132	$T_o'/2$	06D
337	$T_b'$	151
105	$T_a'$	069

145	$T_u'$	066
96	$T_a'$	060
377	$T_b'$	179
158	$T_o'/2$	08A
377	$T_b'$	179
96	$T_a'$	060

158	$T_u'$	076
-----	--------	-----

Tabla III.1: Representación de las proyecciones en formato héxadecimal.

## Algoritmo de *svpwm.asm*

El programa *svpwm.asm* del  $\mu C$  inicia en el sector I, los **bit 6**, **bit 5** y **bit 4** del puerto B configurados como salidas tendrán el código **000** que permanece por  $158*200ns=31.6 \mu s$  definido en PROYECCIONES; un apuntador se incrementa cada vez que se cambia el código en los bits de salida. La lectura de la tabla PROYECCIONES define el tiempo en el diagrama marcado como ESPERA CAMBIO DE CÓDIGO.

El proceso definido como ESQUEMAS: ACTUALIZA CÓDIGO se encarga de cambiar los bits en el puerto B después de leer la tabla ESQUEMAS. En la sección CAMBIO DE SECTOR se revisa que la tabla PROYECCIONES se ha recorrido totalmente para cambiar el sector a modular. Es decir, tomar el siguiente esquema que representan los vectores espaciales del sector II en la Tabla D3 e iniciar nuevamente la lectura de la Tabla III.1.

### DIMENSIONES DEL PROGRAMA

*svpwm.asm* 315 bytes de memoria

Tamaño del programa *svpwm.asm* es de 315 bytes de memoria.

Tabla ESQUEMAS requiere de 72 bytes de memoria

Tabla PROYECCIONES 134 bytes de memoria.



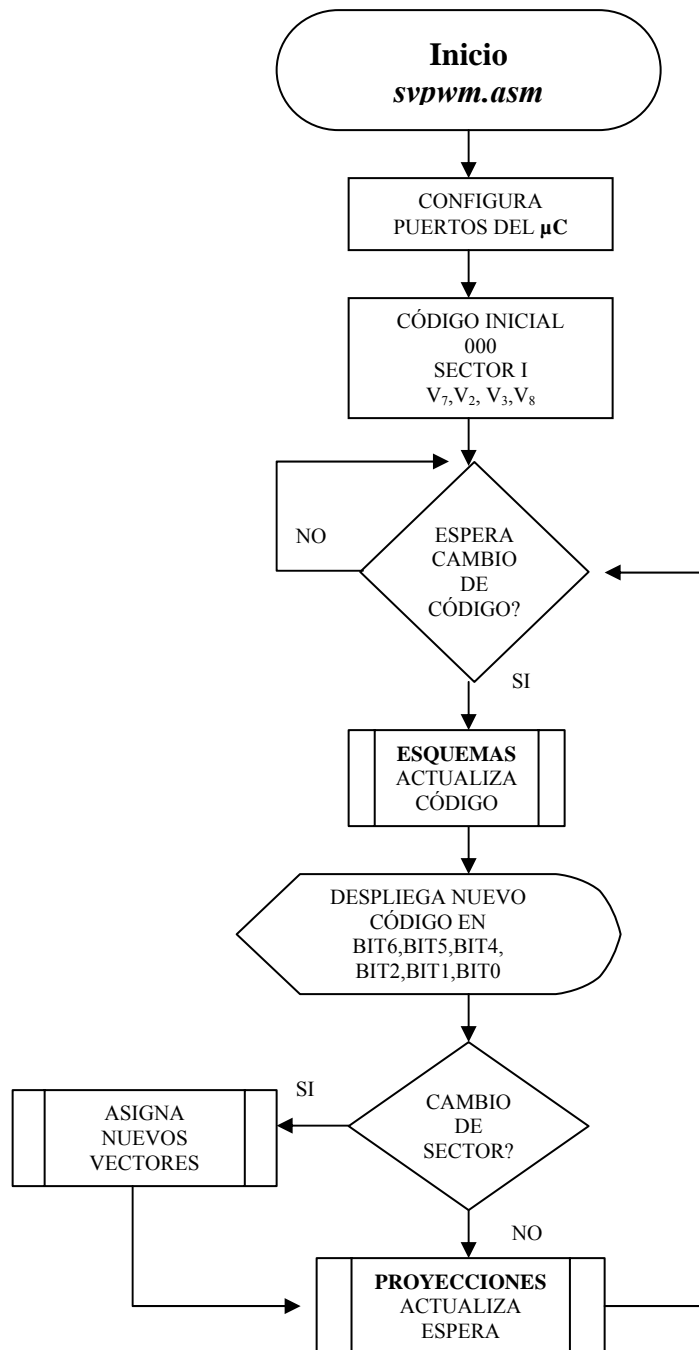


Fig. III.7: Algoritmo para svpwm.asm

## Definición de la secuencia de giro

En esta sección se indica cómo se determina la continuidad de los sectores en el hexágono vectorial. El vector  $V_r$  ubicado en la posición  $\theta_r = 0^\circ$  del sector I limitado por los vectores  $V_2$  y  $V_3$  tomará el primer valor de la Tabla III.1 (158) donde 79 instrucciones corresponden al sector I y 79 al sector VI. El primer código para esta posición en la Tabla Esquemas es 000 ( $V_7$ ) Fig. III.8.

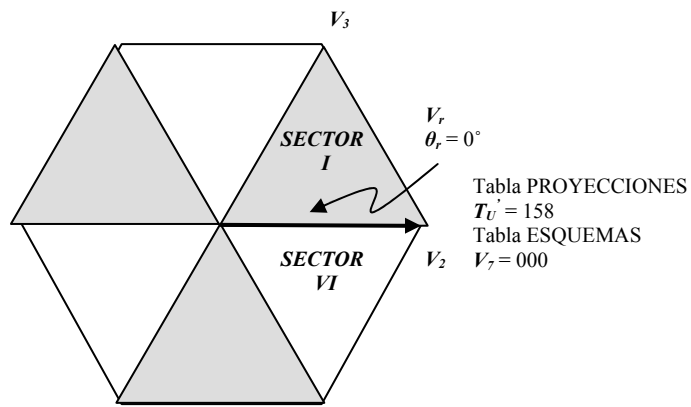


Fig. III.8: Inicio del vector activo  $V_r$ .

Después de leer todos los datos de la Tabla III.1 de “*forma creciente*” es decir; de la posición 0 a la posición 60 para el sector I; el  $V_r$  emulado se localiza en la posición 60 del hexágono y en el último valor de la Tabla III.1 **158**; donde **79** instrucciones corresponden al final del sector I y **79** al inicio del sector II; en la periferia de estos dos sectores, el **vector activo** que los divide es  $V_3$  Fig. III.9.

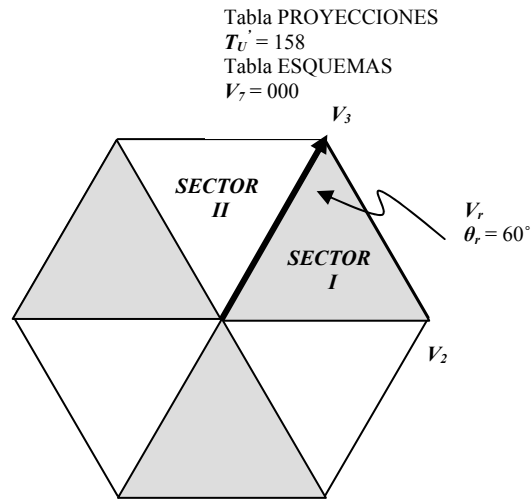


Fig. III.9: Los límites entre el sector I y sector II es el vector activo  $V_3$ .

La rotación contraria a las manecillas del reloj indica tomar los códigos para el sector II de la Tabla D3; la Tabla III.1 se lee de “*forma decreciente*” de la posición 60 a la posición 0 para ubicar el  $V_r$  entre el sector II y el sector III; al llegar al valor inicial **158** en posición 0, ahora **79** instrucciones de las **158** corresponden al final del sector II y **79** al inicio del sector III y  $V_3$  como **vector activo**.

Recorriendo todo el ciclo se define que si  $V_r$  está en un sector **impar** la Tabla III.1 PROYECCIONES se lee de *forma creciente* y si  $V_r$  está en un sector **par** de forma *decreciente*. Este proceso continua en todo el ciclo hasta llegar al sector VI. El nuevo ciclo inicia al cambiar del sector VI al sector I Fig. III.10.

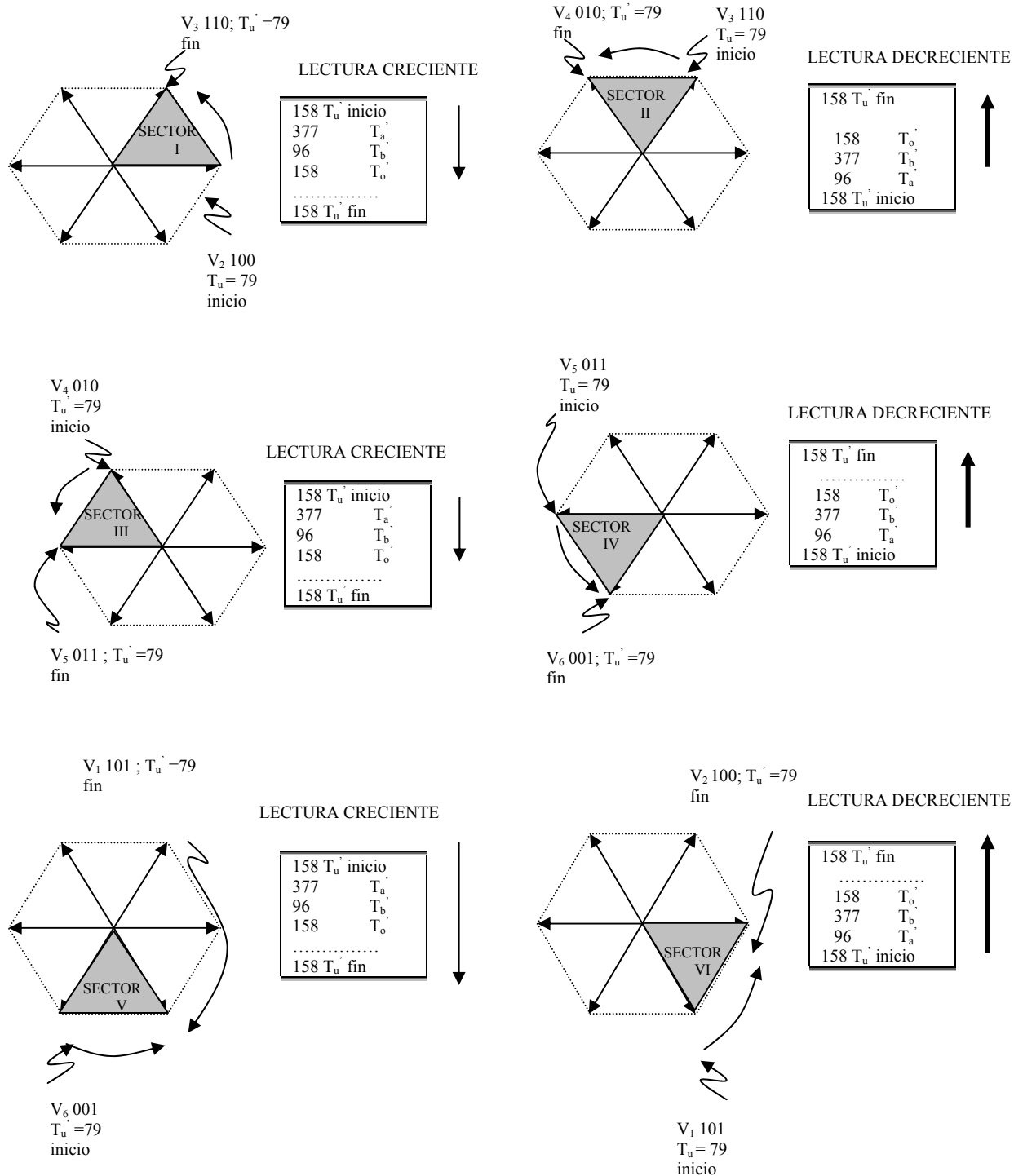


Fig. III.10: Representación gráfica para la lectura de: PROYECCIONES Y ESQUEMAS.

## OPTOACOPLADOR 6N135

La Fig. III.2 el optoacoplador 6N135 aísla la referencia (GND0) del  $\mu C$  de la referencia (GND1) correspondiente al devanado primario del transformador. Inicialmente con solo el aislamiento del transformador y durante las pruebas con el sistema la etapa digital perdía la secuencia del programa al encender el motor. Se observó que la carga en los pulsos de la etapa de potencia conectados al secundario del transformador se transfería al primario como variaciones en la referencia del  $\mu C$ . Con el optoacoplador la variación de la referencia se eliminó y así se logró mantener al  $\mu C$  con una alimentación constante.

El optoacoplador es compatible con dispositivos TTL/CMOS [7], lo que facilita el acoplamiento directo con los pines del  $\mu C$ . De las características eléctricas del  $\mu C$  se obtiene que la corriente en un bit del puerto B es  $I_{in} = 25\text{mA}$ ; es decir, la máxima corriente por bit que el  $\mu C$  puede absorber es 25mA; comparada con la máxima corriente  $I_{in} = 2\text{mA}$  que absorbe la entrada del optoacoplador se concluye que el  $\mu C$  pueden consumir esta corriente sin exceder los valores máximos de corriente para el puerto B del  $\mu C$ .

## Driver ICL7667

El driver suministra la corriente que demanda el transformador y puede amplificar los pulsos digitales hasta un valor máximo de 15 volt; sin embargo, para no saturar el transformador de acoplamiento la alimentación para los drivers fue de 8 volts cd.

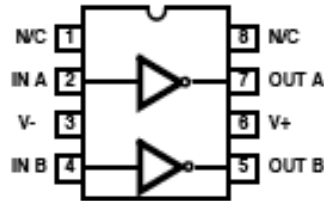


Fig. III.11: Esquema del driver ICL7667

La frecuencia de operación del driver se comparó con la frecuencia máxima de los pulsos de control. El periodo de muestreo  $t_m$  para los pulsos fue de  $252\mu s$  y el menor ciclo de trabajo  $d\alpha$  corresponde al mínimo  $T_o' = 85$  de la Tabla III.1 ubicado en la posición 30. El valor tiene que convertirse en tiempo para ser comparado con las características de conmutación del driver; entonces:

$$\begin{aligned}
 d\alpha_{min} &= instrucciones_{min} * ciclos\ de\ reloj \\
 d\alpha_{min} &= T_o' * 200ns \\
 d\alpha_{min} &= 85 * 200ns \\
 d\alpha_{min} &= 17\mu s
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

Las características de conmutación máximas del driver definen dos tiempos de retardo: **30 ns** en la transición positiva / negativa, y **50 ns** para el tiempo de propagación [7]. Sumando y comparando el retardo total con el mínimo  $d\alpha$  se concluyó que el driver reproducirá los pulsos con un retraso de 80ns. Este valor comparado con el *tiempo muerto* de  $2\mu s$  no representa conflicto para la respuesta de los mosfets en la etapa de potencia.

## ACOPLAMIENTO CON TRANSFORMADOR

La transferencia de ruido del secundario hacia el  $\mu C$  indicó que el transformador funcionó para acoplar y amplificar el voltaje digital para la etapa de potencia. Los elementos en el primario se refieren a las salidas del driver ICL7667 y los capacitores acoplados al primario del transformador. En el secundario se tiene el arreglo de capacitores, diodo zener y resistencia, además de diodos de potencia adicionales Fig. III.12.

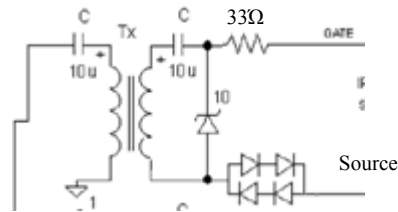


Fig. III.12. Etapa de aislamiento: elementos del primario y secundario

### Elementos en el primario

El transformador es un dispositivo que funciona con señales alternas a cierta frecuencia [11]. De la Fig. III.12 los pulsos que entrega el driver es un tren de pulsos positivos con ciclo de trabajo variable  $d\alpha$ . Este tipo de señal satura el transformador y en el secundario no se transfiere la señal de entrada. Para acoplar los pulsos al transformador se requirió eliminar el offset o voltaje constante en el tren de pulsos. El capacitor de la Fig. III.12 filtra el voltaje constante y entrega al transformador pulsos alternos. A continuación se describe los cálculos sobre los pulsos de control. Se necesita conocer el máximo y

mínimo  $d\alpha$  para definir el voltaje asociado a los pulsos que será eliminado por los capacitores de acoplamiento. Esta información se obtiene de la Tabla III.1, donde habrá que convertir el número de instrucciones a ciclos de reloj para conocer el tiempo del pulso [11]. De la Tabla III.1 el valor mínimo de instrucciones es 85 y corresponde al  $T_o'/2$  en la posición 30, así  $85 \cdot 200ns = 17\mu s$ . La posición 30 se localiza en el centro de las gráficas y  $T_o'/2$  corresponde al mínimo de la gráfica inferior en la Fig. III.13.

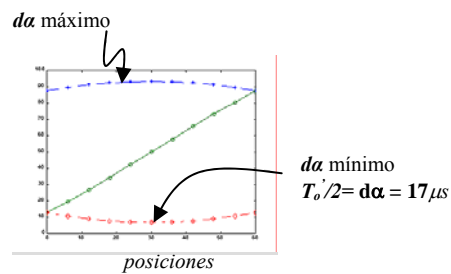


Fig. III.13 Ubicación gráfica del  $d\alpha$  mínimo y máximo.

En los pulsos de control el  $d\alpha$ .mínimo se localiza en el pulso más angosto de la Fig. III.14, este pulso queda definido por el número de instrucciones en  $T_o'/2$

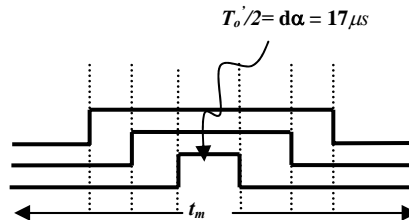
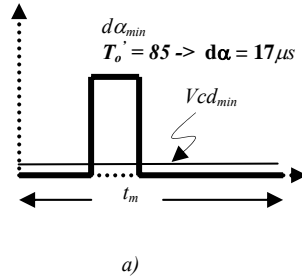


Fig. III.14: Pulso mínimo generado por  $T_o'/2$



Los cálculos para el  $d\alpha_{min}$  y  $d\alpha_{max}$  servirán para conocer el nivel voltaje positivo después de haber filtrado el pulso de control TTL. En caso de ser pequeño para activar los mosfets se deberá amplificar sin saturar el transformador.

El ciclo de trabajo mínimo  $d\alpha_{min}$  es :



$$\begin{aligned}
 d\alpha_{min} &= instrucciones_{min} * ciclos\ de\ reloj \\
 d\alpha_{min} &= T_o' * 200ns \\
 d\alpha_{min} &= 85 * 200ns \\
 d\alpha_{min} &= 17\mu s
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

Por otra parte:

$$\begin{aligned}
 t_m &= (2 * T_o' + 2 * T_a' + 2 * T_b') * 200ns = 252\mu \\
 D_{min} &= \frac{d\alpha_{min}}{t_m} = \frac{17\mu s}{252\mu s} = 0.0674 \\
 D_{min} &= 6.74\%
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

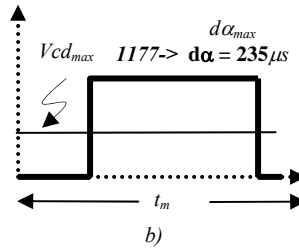
donde :  $t_m$  es el periodo de muestreo,

$T_o'$ ,  $T_a'$ ,  $T_b'$ , son las proyecciones en la posición 30,

$D_{min}$  es la representación porcentual del  $d\alpha_{min}$  contra el  $t_m$

El valor porcentual  $D_{min}$  posteriormente se utiliza para saber el nivel positivo del pulso.

Para el valor máximo  $d\alpha_{max}$  del pulso es:



$$\begin{aligned}
 d\alpha_{max} &= (2 * T_a' + 2 * T_b' + T_o') * 200ns \\
 d\alpha_{max} &= (546 + 546 + 85) * 200ns = 1177 * 200ns \\
 d\alpha_{max} &= 235 \mu s
 \end{aligned}
 \tag{III.3}$$

$$\begin{aligned}
 t_m &= 252 \mu \\
 D_{max} &= \frac{d\alpha_{max}}{t_m} = \frac{235 \mu s}{252 \mu s} = 0.932 \\
 D_{max} &= 93\%
 \end{aligned}
 \tag{III.4}$$

Fig. III.15: Relación del  $d\alpha$  mínimo y máximo con el voltaje eliminado por el capacitor de acoplamiento.

El voltaje constante máximo y mínimo que será filtrado en los pulsos es:

$$\begin{aligned}
 V_{min} &= D_{min} * V_{digital} \\
 V_{min} &= 6.74\% * 5 \\
 V_{min} &= 0.3373 \text{ volt}
 \end{aligned}
 \tag{III.5}$$

$$\begin{aligned}
 V_{max} &= D_{max} * V_{digital} \\
 V_{max} &= 93\% * 5 \\
 V_{max} &= 4.65 \text{ volts}
 \end{aligned}
 \tag{III.6}$$

Donde  $V_{digital}$  es el nivel voltaje máximo en los pulsos de control sin amplificar. El acoplamiento capacitivo eliminará este nivel de directa y por lo tanto el pulso dejará de ser totalmente positivo para ser un pulso alterno. Como la amplitud del pulso casi

no se reduce, el nivel negativo del pulso será el voltaje constante eliminado por el capacitor. En la Fig. III.16 a) y b) el pulso es alterno con niveles de voltaje positivo dependientes del voltaje filtrado. Para b) se tiene que:  $5v - 4.6v = 0.4$  volts de nivel positivo y  $4.6v$  para el nivel negativo.

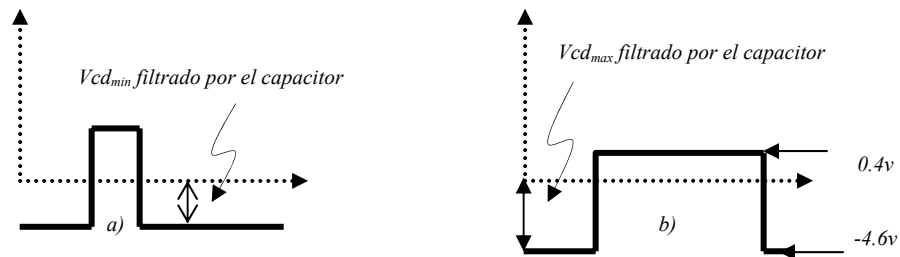


Fig. III.16: Pulsos después del acoplamiento capacitivo.

La función de los drivers en este caso es amplificar los pulsos en voltaje, capacidad para suministrar y absorber corriente así como acoplar impedancias entre los pulsos digitales del  $\mu C$  y el transformador. La relación en los devanados del transformador de acoplamiento 1:2 permitió alimentar a los ICL7676 con voltaje de 8 volts. Después de verificar el mejor acoplamiento del capacitor con el primario del transformador el valor para el capacitor de acoplamiento resulto ser  $22\mu f$ .

## Elementos en el secundario

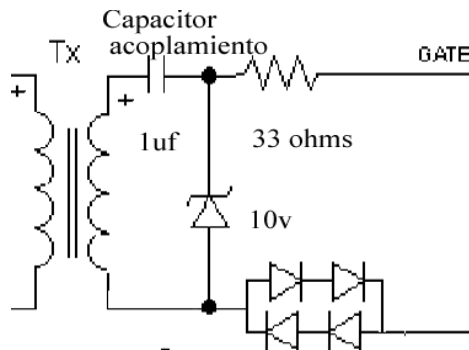


Fig. III.17: Configuración que introduce un nivel de dc y limita los sobre picos de voltaje.

La relación de voltaje en el primario y secundario del transformador 1:2 amplificó el voltaje hasta 14 volts. La ganancia de voltaje facilitó la recuperación de los pulsos con dispositivos pasivos.

El arreglo del capacitor y el diodo zener es un rectificador de media onda positiva e introduce un nivel de voltaje que regresa el pulso alterno a un pulso positivo Fig. III.17. El capacitor se carga a un nivel de voltaje directo y los pulsos que el diodo zener rectifica se mantienen sobre este nivel de cd; eliminando la señal alterna entregada por el secundario. El diodo zener adicionalmente mantiene la compuerta (*gate*) protegida de los sobre picos de voltaje.

La resistencia en la compuerta del mosfet (*GATE*) retarda la subida del pulso porque limita la corriente al *GATE* y por lo tanto la carga ( $Q$ ) en el capacitor de entrada es menor [22], entonces el tiempo para activar el mosfet aumenta; sin embargo un retardo adecuado elimina las oscilaciones y sobre impulsos en la respuesta del mosfet.

Para acoplar los seis pulsos a los *mosfet de Potencia IRFP450*, cada pulso activa un *gate* y su tierra se conecta al (*source*) del *mosfet* que controla [23]; en el inversor trifásico los tres *mosfets* superiores  $Q_1$ ,  $Q_3$  y  $Q_5$  deben tener el *source* conectado a la tierra de los pulsos que los controla e independiente de la tierra de los *mosfets* inferiores  $Q_4$ ,  $Q_6$  y  $Q_2$  Fig. III.18. Los transformadores de pulsos proporcionan al sistema la posibilidad de amplificar los pulsos, aislamiento de etapas y eliminan las fuentes de voltaje adicionales para los transistores superiores.

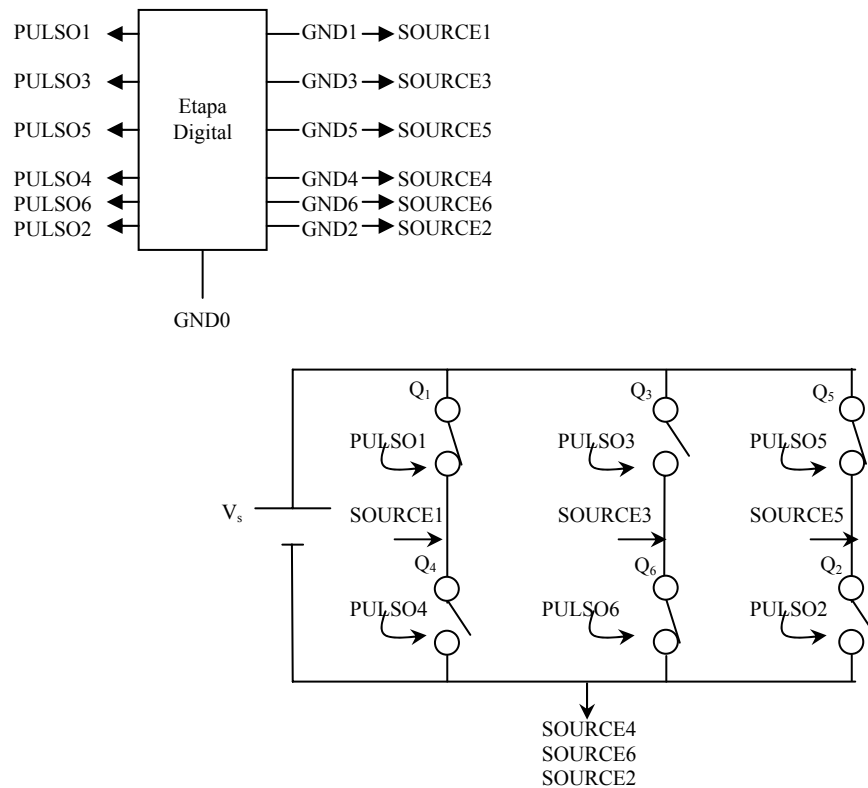
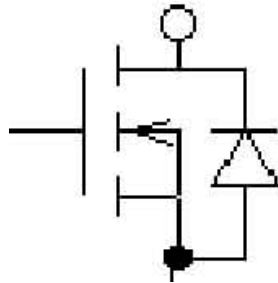


Fig. III.18: Distribución de los pulsos de control y el inversor trifásico

## ETAPA DE POTENCIA

El mosfet y el diodo en antiparalelo es el conjunto básico de componentes para el interruptor del inversor trifásico Fig. III.19. La explicación de este bloque es general para los seis arreglos involucrados. Los elementos de la etapa de potencia corresponden a: los mosfets del inversor, los diodos en antiparalelo, el motor de inducción acoplado al electrodinamómetro como la carga y la fuente de alimentación para el inversor.



*Fig. III.19: Elementos básicos del interruptor*

El mosfet es un interruptor controlado por voltaje que conduce en un solo sentido. Para una carga resistiva este tipo de interruptor no presenta ningún problema, sin embargo el motor es una carga inductiva que almacena energía de la fuente mientras el mosfet conduce y la libera cuando el mosfet terminan de conducir, para que circule esta corriente inversa se utiliza el diodo en antiparalelo. El arreglo del mosfet y el diodo en antiparalelo permite la conducción bidireccional de la corriente.

## **Características del motor de inducción**

Motor de inducción trifásico de 4 polos

Velocidad de rotación 60 Hz 3 $\phi$ , a 120V 1.5 A

Voltaje de línea  $V_{ab} = 208$  V a 1.2 A

Potencia 1/4 Hp ó 174 W

Revoluciones 1670 r/m

Inductancia aproximada del motor  $L = 459$ mH

Los devanados del motor de inducción trifásico pueden conectarse de cuatro formas delta-delta, estrella-estrella, delta-estrella y estrella-delta. En conexión estrella se obtiene como voltaje de línea  $V_{ab}$  aproximadamente el voltaje de la fuente de alimentación y debe ser cercano al indicado en la placa del motor 208 V [18]. Sin embargo, la conexión en estrella demanda mayor corriente en el arranque comparado con la conexión en delta, así que los mosfets deberán soportar un pico grande de corriente al arrancar. Se comparó los resultados del sistema diseñado sin acoplamiento contra los resultados del sistema diseñado con acoplamiento para aproximar los picos de corriente. Las mediciones fueron para el estado estacionario con voltaje de alimentación a 240 V. El acoplamiento representa una carga para el motor que aumenta la demanda de corriente en estado estacionario, considerando en el arranque el pico de la corriente es mayor los mosfets deberán soportar de tres a seis veces el valor de esta corriente.

	Par	I <sub>a</sub>	I <sub>b</sub>	I <sub>c</sub>	R <sub>pmin</sub>	V <sub>ab</sub>
Sin acoplamiento	0	0.3	0.3	0.3	1550	240 v
Con acoplamiento	0	0.68	0.6	0.6	1550	240 v

Tomando los valores ideales del motor y para conocer los voltajes de fase y de línea entregados por el sistema diseñado fue necesario calcular antes el valor aproximado de la inductancia  $L$ . Conociendo el voltaje de línea  $V_{ab} = 208$  V y la corriente en los devanados es 1.2 A, es necesario calcular el voltaje de fase para calcular la impedancia del devanado del motor  $Z$ , las ecuaciones en III.7 muestran los resultados [18], [20].

$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= \sqrt{3} * V_{an} \\
 V_{an} &= \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} = \frac{208}{\sqrt{3}} = 120v \\
 I_{fase} &= I_{an} = 1.2A \\
 Z &= \frac{V_{fase}}{I_{fase}} = \frac{120v}{1.2A} = 100.07\Omega
 \end{aligned}
 \tag{III.7}$$

Donde  $Z$  es un valor complejo formado por la resistencia del devanado  $R$ , la frecuencia  $\omega$  y número de armónico  $n$  a la cual se está calculando la inductancia, en este caso el cálculo se realiza para el primer armónico  $n = 1$  porque corresponde a la frecuencia del sistema trifásico  $\omega = 2 * \pi * 60$ , para simplificar el cálculo se considera  $R$  despreciable respecto a  $L$ , ecuación III.8



$$Z = |R + jn\omega L|$$

$$L = \frac{Z}{\omega} = \frac{100.07\Omega}{2\pi f} = \frac{100.07\Omega}{2\pi 60} = 0.265H \quad (\text{III.8})$$

$$L \approx 265mH$$

Donde

$V_{ab}$  = Voltaje máximo de línea

$I_{an}$  = Corriente máxima de fase al neutro.

$Z$  = impedancia de  $L$  dependiente de la frecuencia

$R$  = resistencia de la impedancia  $Z$

$n$  = número de frecuencia para calcular la impedancia  $Z$ .

$\omega$  = frecuencia angular =  $2 * \pi * f$

$f$  = frecuencia en el tiempo = 60Hz

### **Generación del voltaje de corriente directa**

La fuente de corriente directa se generó con el diagrama de la Fig. III.20. Las señales trifásicas (A B C ) de la consola LAB-VOLT se conectaron al primario de un transformador trifásico en configuración delta para eliminar la terminal de tierra física. La tierra física se flotó porque no había aislamiento entre las tierras de las fuentes de bajo voltaje y la tierra física de la consola LAB-VOLT. Las fases (A' B' C' ) del secundario fueron rectificadas y filtradas para generar la fuente de alimentación a 224.7 v. En la Fig. III.21 se muestra la medición de voltaje de corriente directa obtenida.

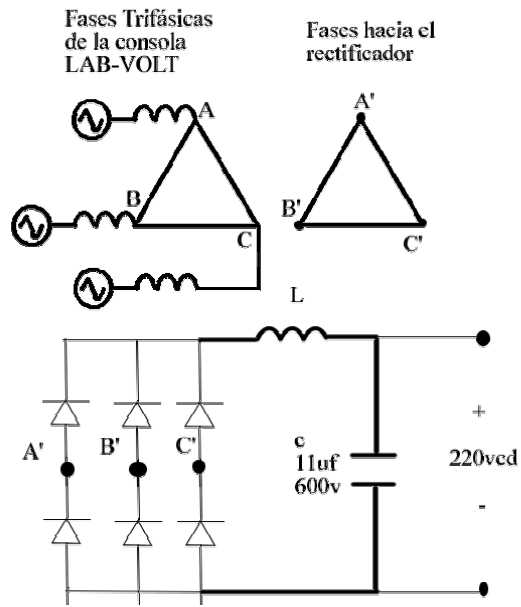


Fig. III.20: Conexión para generar el voltaje de corriente directa



Fig. III.21: Voltaje en la fuente de alimentación

Para calcular los voltajes de fase  $V_{an} = V_{bn} = V_{cn}$  del sistema diseñado bajo este voltaje de corriente directa  $V_{cd} = V_s$  se debe conocer el voltaje de línea  $V_{ab}$ , considerando los mosfets ideales para simplificar los cálculos, se tiene que el voltaje  $V_{ab} = V_{cd}$  cuando el mosfet Q1 y Q6 conducen Fig. III.22.

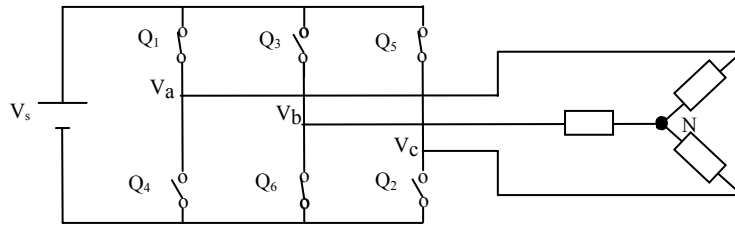


Fig. III.22: El voltaje en la fuente de alimentación  $V_{cd} = V_s = V_{ab}$

En las ecuaciones III.9 se muestran los resultados

$$V_{cd} = V_{ab} = 224.7\text{vcd}$$

$$V_{ab} = \sqrt{3} * V_{an\_rms}$$

$$V_{an\_rms} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} = \frac{224.7\text{v}}{\sqrt{3}} = 129.7\text{v}$$

$$V_{an\_rms} = 129.7\text{v} \quad \text{(III.9)}$$

$$V_{an\_pico} = \sqrt{2} * V_{an\_rms} = \sqrt{2} * 129.7 = 183.4\text{v}$$

$$V_{an\_pico} = 183.4\text{v}$$

La corriente entregada por la fuente de alimentación  $I_{cd}$ , Fig. III.23 es igual a la corriente efectiva en las fases del motor  $I_{rms}$ .



Fig. III.23: Corriente efectiva de las fases del inversor  $I_{rms}$