

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA**



**"DISEÑO DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE  
TENSIÓN PARA CARGA BALANCEADA.  
MÉTODO ESCALAR.  
SIMULACIÓN EN MATLAB."**

**INFORME DE SUFICIENCIA**

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:**

**INGENIERO ELECTRÓNICO**

**PRESENTADO POR:**

**HÉCTOR ERNESTO CASTILLO BENITES**

**PROMOCIÓN  
1991 – II**

**LIMA – PERÚ  
2002**

**DISEÑO DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE  
TENSIÓN PARA CARGA BALANCEADA.  
MÉTODO ESCALAR. SIMULACIÓN EN MATLAB.**

**A mis Padres y Hermanos.**

## SUMARIO

La utilización de los inversores trifásicos de tensión son muy comunes en aplicaciones industriales tales como la propulsión de motores de corriente alterna de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, alimentaciones ininterrumpibles de potencia, y otros. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de tensión continua. Las salidas trifásicas típicas de alta potencia son (1) 220/380 V a 50 Hz o 60 Hz, (2) 120/208 V a 60 Hz y (3) 115/200 V a 400 Hz.

En este Informe; mediante la simulación se diseña un sistema inversor trifásico de tensión, utilizando el método de modulación por ancho de pulso (PWM) para el accionamiento de los interruptores semiconductores IGBTs a la frecuencia de 20.340 Hz, para obtener las tensiones que serán filtradas y de ese modo lograr la sintetización de las tensiones alternas sinusoidales con la amplitud de 311 V, frecuencia de 60 Hz y desfasadas 120° entre sí. Estas tensiones alternas permiten obtener ondas de corriente sinusoidales con muy bajo nivel de distorsión.

## ÍNDICE

	pág.
<b>PRÓLOGO</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I</b>	
<b>DESCRIPCIÓN DEL ESTADO DEL ARTE</b>	
1.1 Los convertidores de tensión continua a tensión alterna.	4
1.2 Clases de inversores.	5
1.3 Principio de operación.	5
1.4 Parámetros de rendimiento.	9
1.5 Inversor monofásico en puente.	10
1.6 Inversor trifásico.	13
1.7 Método para controlar la tensión de salida en los inversores (PWM).	19
1.7.1 Modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM).	20
1.7.2 Sobremodulación.	26
1.8 SPWM con tensión de conmutación bipolar.	28
1.9 SPWM con tensión de conmutación unipolar.	30
1.10 Modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) en los inversores trifásicos.	34
1.10.1 Modulación lineal en los inversores trifásicos.	38
1.10.2 Sobremodulación en los inversores trifásicos.	38

1.11	Método para eliminar armónicos.	39
------	---------------------------------	----

## **CAPÍTULO II**

### **DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO USADO EN LA SIMULACIÓN**

2.1	Diagrama de bloques del sistema.	43
2.2	Bloque fuente de alimentación.	45
2.2.1	Fuente de tensión continua (DC Voltage Source).	45
2.3	Bloque inversor trifásico de tensión.	46
2.3.1	Interruptores (IGBT).	47
2.3.2	Diodos de retroalimentación (Diode).	53
2.4	Bloque generador de onda triangular.	57
2.4.1	Generador de pulsos (Pulse Generator).	58
2.4.2	Constante (Constant).	60
2.4.3	Sumador (Sum).	60
2.4.4	Integrador (Integrator).	61
2.5	Bloque generador de ondas senoidales.	63
2.5.1	Onda senoidal (Sine Wave).	64
2.6	Bloque comparador.	65
2.6.1	Operador relacional (Relational Operator).	66
2.6.2	Operador lógico (Logical Operator).	67
2.7	Bloque transformador trifásico $\Delta$ -Y.	68
2.7.1	Transformador lineal $\Delta$ -Y (Lineal transformer $\Delta$ -Y).	69
2.8	Bloque filtros L-C.	72
2.8.1	Rama en serie R-L-C (Series R-L-C Branch).	73
2.9	Bloque cargas balanceadas en Y.	75

## CAPÍTULO III

### CÁLCULO DE LAS VARIABLES ELÉCTRICAS

3.1	Cálculo de los valores de la inductancia $L$ y la capacitancia $C$ de los filtros L-C del bloque filtros L-C.	77
3.1.1	Para 5 KW de potencia de salida $P_s$ .	83
3.1.2	Para 10KW de potencia de salida $P_s$ .	84
3.1.3	Para 15 KW de potencia de salida $P_s$ .	85
3.1.4	Para 20 KW de potencia de salida $P_s$ .	86
3.1.5	Para 25 KW de potencia de salida $P_s$ .	87
3.1.6	Resultados del cálculo de las variables eléctricas.	87
3.2	Cálculo de la eficiencia $\eta$ del sistema inversor trifásico de tensión.	88
3.2.1	Para 5 KW de potencia de salida $P_s$ .	89
3.2.2	Para 10 KW de potencia de salida $P_s$ .	89
3.2.3	Para 15 KW de potencia de salida $P_s$ .	90
3.2.4	Para 20 KW de potencia de salida $P_s$ .	91
3.2.5	Para 25 KW de potencia de salida $P_s$ .	91
3.2.6	Resultados del cálculo de la eficiencia $\eta$ del sistema inversor trifásico de tensión.	92

## CAPÍTULO IV

### RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

4.1	Gráficas obtenidas mediante el simulador.	94
4.1.1	Para 5 KW de potencia de salida $P_s$ .	97

4.1.2	Para 10 KW de potencia de salida $P_s$ .	101
4.1.3	Para 15 KW de potencia de salida $P_s$ .	104
4.1.4	Para 20 KW de potencia de salida $P_s$ .	107
4.1.5	Para 25 KW de potencia de salida $P_s$ .	110
	<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.</b>	114
	<b>ANEXO: El IGBT (The Insulated Gate Bipolar Transistor)</b>	116
	<b>BIBLIOGRAFÍA.</b>	125



## PRÓLOGO

En la industria son muy utilizados los UPS, controladores de velocidad de motores de inducción trifásicos, compensadores estáticos de potencia reactiva, sistemas de transmisión en corriente continua, filtros activos de potencia, generadores de inducción, entre otros. En estos casos se utiliza el inversor trifásico de tensión, que en la mayoría de estas aplicaciones debe generar tensiones trifásicas balanceadas de tensión y frecuencia variable a partir de una fuente de tensión continua.

El propósito de este informe es diseñar un sistema inversor trifásico de tensión por medio de la simulación, modelando el circuito inversor, usando la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM), para el accionamiento de los interruptores semiconductores IGBTs a la frecuencia de 20.340 Hz, para obtener las tensiones que serán filtradas y de ese modo lograr la sintetización de las tensiones alternas sinusoidales con la amplitud de 311 V, frecuencia de 60 Hz, y desfasadas  $120^\circ$  entre sí. Estas tensiones alternas permiten obtener ondas de corriente sinusoidales con muy bajo nivel de distorsión.

En este caso de diseño, donde se tiene que usar inductores ( $L$ ) y capacitores ( $C$ ) combinados con circuitos de conmutación. Normalmente se recurría a un análisis teórico para predecir los valores de tales elementos,

dando como resultado que el diseñador tuviese que recalcular tales elementos. Por medio de la simulación, se obvia este último paso, ahorrando tiempo y costos.

El trabajo aquí presente se basa precisamente en la utilización de un simulador (software), el cual nos permite modelar todo lo necesario para la implementación del sistema inversor trifásico de tensión (fuente de tensión continua, dispositivos electrónicos, transformador trifásico, inductancias, capacitancias y resistencias), así como también los equipos de medición que nos muestran como evoluciona la tensión y la corriente en el dominio del tiempo.

Del circuito del sistema inversor trifásico de tensión diseñado y modelado mediante el simulador, se obtienen gráficas de tensiones y de corrientes en el dominio del tiempo, para determinadas potencias de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

Finalmente, se evalúa las características del sistema inversor trifásico de tensión modelado.

Son 4 los capítulos en los que se ha dividido el presente informe:

En el CAPÍTULO I, se realiza una descripción general de los conceptos relacionados con el inversor trifásico de tensión.

En el CAPÍTULO II, se describe detalladamente, mediante diagrama de bloques, la forma en que se modela el circuito del sistema inversor trifásico de tensión utilizado en la simulación.

En el CAPÍTULO III, se calcula el valor de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  que conforman a los filtros L-C del bloque filtros L-C, el valor

de la resistencia  $R$  de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, y el valor de la eficiencia  $\eta$  del sistema inversor trifásico de tensión, para determinado valor de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

En el CAPÍTULO IV, se presentan los resultados de las simulaciones, mediante gráficas de la tensión y la corriente en el dominio del tiempo, del circuito del sistema inversor trifásico de tensión.

Por todo lo mencionado, espero que este informe sirva como ayuda a las personas interesadas en el tema.

Agradezco al Ing. Alberto Soto Lock, por todo el apoyo brindado en el desarrollo del presente Informe.

## **CAPÍTULO I DESCRIPCIÓN DEL ESTADO DEL ARTE**

### **1.1 Los convertidores de tensión continua a tensión alterna.**

Los convertidores de tensión continua a tensión alterna se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar una tensión continua de entrada a una tensión alterna simétrica de salida, con la magnitud y frecuencia deseadas. Tanto la tensión de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica la tensión continua de entrada y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener una tensión alterna variable de salida. Por otra parte, si la tensión continua de entrada es fija y no es controlable, se puede obtener una tensión alterna de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre la tensión alterna de salida y tensión continua de entrada.

En los inversores ideales, las formas de onda de la tensión de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertos armónicos. Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad (IGBTs), es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico de la tensión de salida mediante las técnicas de conmutación.

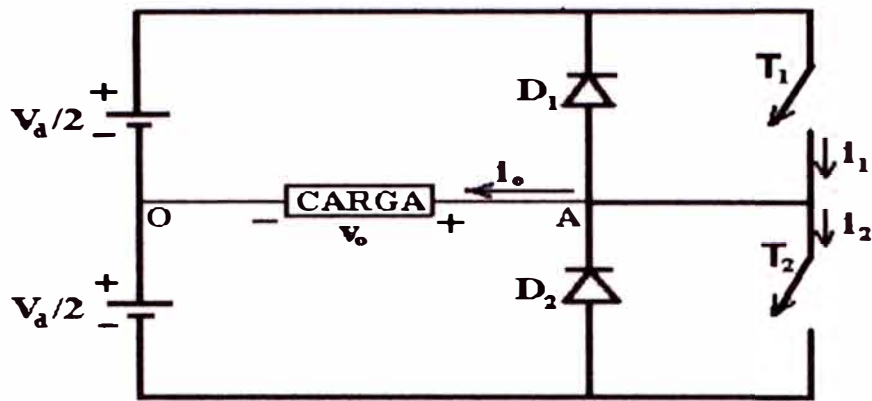
## 1.2 Clases de inversores.

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos (1) inversores monofásicos y (2) inversores trifásicos. Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada (es decir BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO) o tiristores de conmutación forzada, según la aplicación. Estos inversores utilizan por lo general señales de control PWM, para producir una tensión alterna de salida. Un inversor se llama inversor alimentado por tensión (VFI) si la tensión continua de entrada se conserva constante; inversor alimentado por corriente (CFI) si la corriente continua de entrada se conserva constante; e inversor enlazado en tensión variable si la tensión continua de entrada es controlable.

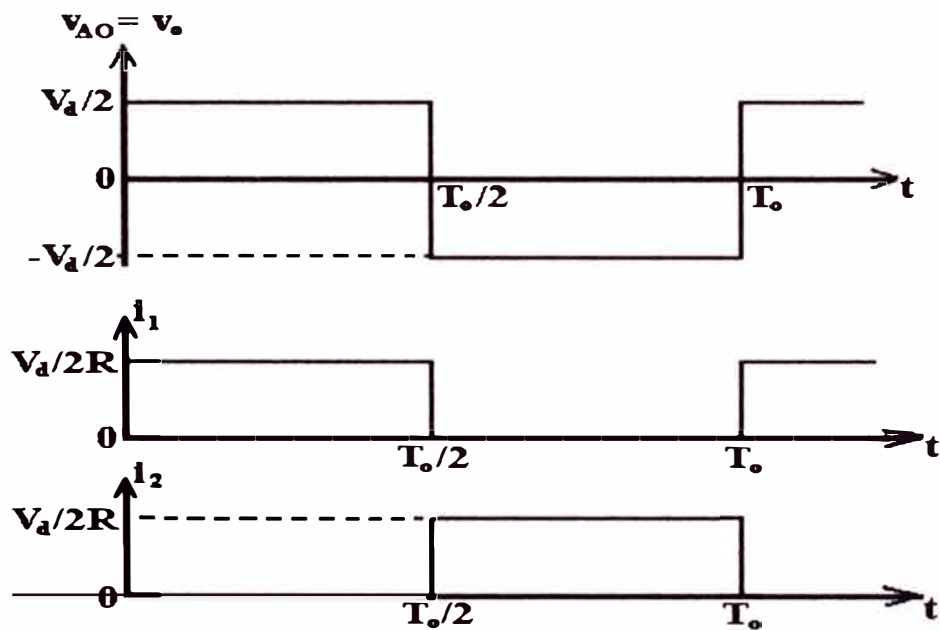
## 1.3 Principio de operación.

Mediante la Figura 1.1(a) se puede explicar el principio de funcionamiento de los inversores monofásicos. El circuito inversor está formado por dos interruptores. Cuando sólo el interruptor T1 es cerrado durante el tiempo  $T_0/2$ , la tensión instantánea ( $v_0$ ) a través de la carga es  $V_d/2$ . Si sólo el interruptor T2 es cerrado durante un tiempo  $T_0/2$ , aparece la tensión  $-V_d/2$  a través de la carga. El circuito lógico debe diseñarse de tal forma que T1 y T2 no estén cerrados simultáneamente. La Figura 1.1(b) muestra las formas de onda para la tensión de salida y las corrientes de los interruptores en el caso de una carga resistiva. Este inversor requiere de una fuente de tensión continua de 3 conductores, cuando un interruptor está

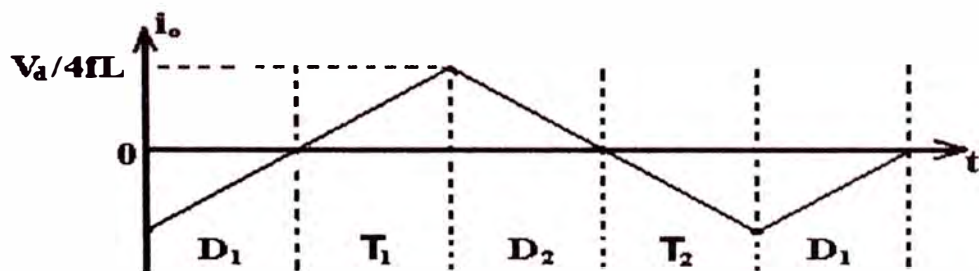
abierto, su tensión inversa es  $V_d$  en vez de  $V_d/2$ . El inversor de la Figura 1.1(a), se conoce como *inversor de medio puente* por poseer un solo brazo.



(a) Circuito



(b) Formas de onda con carga resistiva



(c) Corriente en la carga con carga altamente inductiva

Figura 1.1. Inversor monofásico de medio puente.

La tensión eficaz (*rms*) de salida es:

$$V_{0(rms)} = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \left( \frac{V_d}{2} \right)^2 .dt \right)^{1/2} = \frac{V_d}{2} \quad (1.1)$$

La tensión instantánea de salida se puede expresar en una serie de Fourier como:

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2.V_d}{n.\pi} .sen(n.w.t) \quad (1.2)$$

$$= 0, \quad \text{para } n = 2,4,\dots$$

donde:  $w = 2.\pi.f_0$ , es la frecuencia de la tensión de salida en radianes por segundo. Para:  $n = 1$ , de la Ecuación (1.2), el valor eficaz (*rms*) de la componente fundamental es:

$$(V_0)_{1(rms)} = \frac{2.V_d}{\sqrt{2.\pi}} = 0,45.V_d \quad (1.3)$$

Para una carga inductiva, la corriente de la carga no puede cambiar inmediatamente con la tensión de salida. Si T1 es abierto en  $t = T_0/2$ , la corriente de la carga seguirá fluyendo a través de D2, la carga y la mitad inferior de la fuente de tensión continua, hasta que la corriente llegue a cero. En forma similar, cuando T2 se abre en  $t = T_0$ , la corriente de la carga fluye a través de D1, la carga y la mitad superior de la fuente de tensión continua. Cuando el diodo D1 o D2 conducen, la energía es retroalimentada a la fuente de tensión continua, por lo que estos se conocen como diodos de retroalimentación. La Figura 1.1(c) muestra la forma de onda de la corriente de la carga y los intervalos de conducción de los dispositivos para una carga puramente inductiva. Se puede notar que para una carga puramente

inductiva, un interruptor conduce únicamente durante  $T_0/4$  (es decir  $90^\circ$ ). El período de conducción de un interruptor varía desde  $T_0/4$  ( $90^\circ$ ) hasta  $T_0/2$  ( $180^\circ$ ), dependiendo del factor de potencia de la carga.

Los interruptores pueden substituirse por transistores, GTO o por tiristores de conmutación forzada. Si  $t_q$  es el tiempo de desactivación de un tiristor, debe existir un tiempo mínimo de retraso  $t_q$  entre el tiristor que se desactiva y el disparo del siguiente tiristor. De lo contrario, entre ambos tiristores tendría lugar una condición de corto circuito. Por lo tanto, el tiempo máximo de conducción de un tiristor sería:  $T_0/2 - t_q$ . En la práctica, incluso los transistores requieren de un cierto tiempo de activación y desactivación. Para la operación exitosa de los inversores, el circuito lógico deberá tomar todo esto en consideración.

Para una carga  $R$ - $L$ , la corriente instantánea de la carga  $i_0$  se puede determinar a partir de:

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2 \cdot V_d}{n \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (n \cdot \omega \cdot L)^2}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t - \theta_n) \quad (1.4)$$

donde:  $\theta_n = \tan^{-1}(n \cdot \omega \cdot L/R)$ . Si  $(I_0)_{1(rms)}$  es la corriente eficaz ( $rms$ ) de la componente fundamental de la carga, la potencia de la componente fundamental de salida (para  $n = 1$ ) es:

$$(P_0)_1 = (V_0)_{1(rms)} \cdot (I_0)_{1(rms)} \cdot \cos\theta_1 = \left( (I_0)_{1(rms)} \right)^2 \cdot R \quad (1.5)$$

$$= \left( \frac{2 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \right)^2 \cdot R \quad (1.5a)$$



Nota. En la mayor parte de las aplicaciones (por ejemplo los propulsores de motores eléctricos) la potencia de salida debida a la corriente de la componente fundamental es la potencia útil, y la potencia debida a las corrientes armónicas es disipada en forma de calor aumentando la temperatura de la carga.

#### 1.4 Parámetros de rendimiento.

La tensión de salida de los inversores reales contiene armónicos. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

**Factor armónico de la enésima componente,  $HF_n$ .** El factor armónico (correspondiente a la enésima armónica), es una medida de la contribución armónica individual y se define como:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (1.6)$$

donde:  $V_1$  es el valor eficaz (*rms*) de la componente fundamental y  $V_n$  es el valor eficaz (*rms*) del enésimo componente armónico.

**Distorsión total armónico THD.** La distorsión armónico total, es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, se define como:

$$TDH = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (1.7)$$

**Factor de distorsión DF.** El valor THD proporciona el contenido armónico total, pero indica el nivel de cada uno de sus componentes. Si en

la salida de los inversores se utiliza un filtro, los armónicos de orden más alto se atenuarán con mayor eficacia. Por lo tanto, resulta importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada componente. El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónico que queda en una forma de onda particular después de que los armónicos de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por  $n^2$ ). Por lo tanto, el valor DF es una medida de la eficacia en la reducción de los componentes armónicos no deseadas, sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (1.8)$$

El factor de distorsión de un componente armónico individual (o de orden  $n$ ) se define como:

$$DF = \frac{V_n}{V_1 \cdot n^2} \quad (1.9)$$

**Armónico de menor orden LOH.** El armónico de menor orden es aquel componente cuya frecuencia es más cercana a la fundamental y cuya amplitud es mayor que o igual al 3% de la componente fundamental.

### 1.5 Inversor monofásico en puente.

Un inversor monofásico en puente aparece en la Figura 1.2(a). Está formado por cuatro interruptores. Cuando los interruptores T1 y T2 se cierran

simultáneamente, la tensión de entrada  $V_d$  aparece a través de la carga. Si los interruptores T3 y T4 se cierran al mismo tiempo, la tensión de la carga se invierte, y adquiere el valor de  $-V_d$ . La forma de onda para la tensión de salida se muestra en la Figura 1.2(b).

La tensión eficaz (*rms*) de salida se puede determinar a partir de:

$$V_{0(\text{rms})} = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_d^2 \cdot dt \right)^{1/2} = V_d \quad (1.10)$$

La Ecuación (1.2) se puede extender para que exprese la tensión instantánea de salida en una serie de Fourier como:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_d}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \quad (1.11)$$

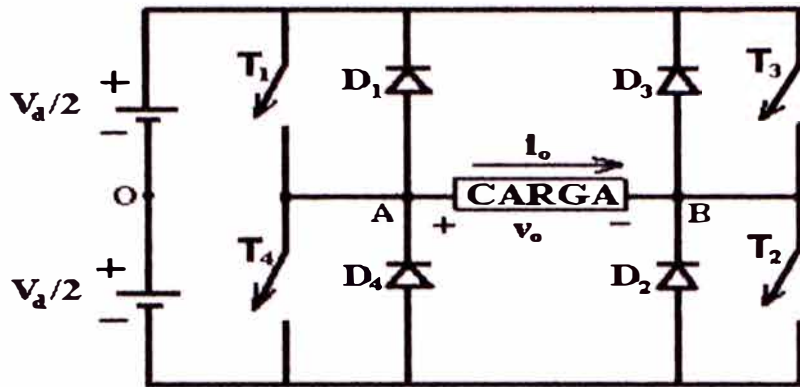
y para:  $n = 1$ , de la Ecuación (1.11), tenemos que el valor eficaz (*rms*) de la componente fundamental es:

$$(V_0)_{1(\text{rms})} = \frac{4 \cdot V_d}{\sqrt{2 \cdot \pi}} = 0,90 \cdot V_d \quad (1.12)$$

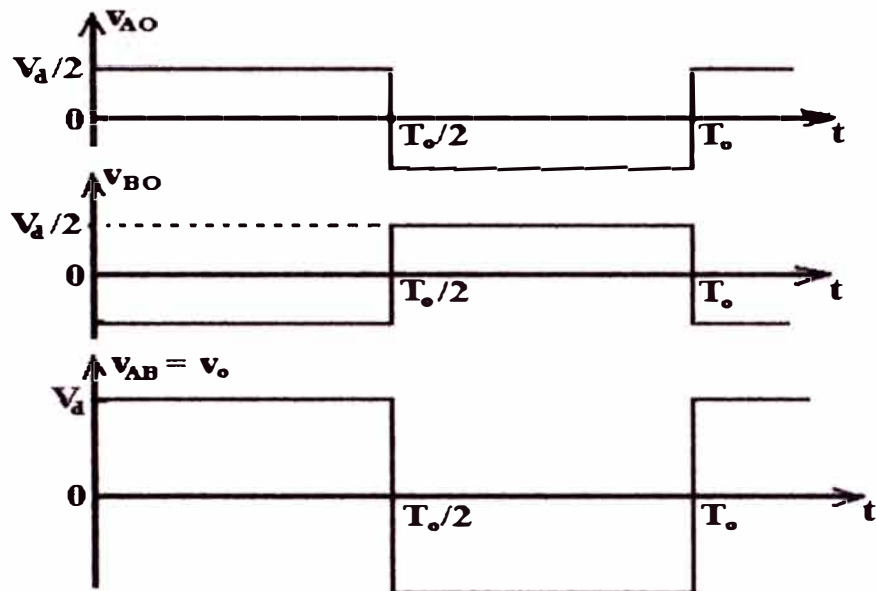
Si utilizamos la Ecuación (1.4), la corriente instantánea de la carga  $i_0$  para una carga  $R$ - $L$  se convierte en:

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_d}{n \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (n \cdot \omega \cdot L)^2}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t - \theta_n) \quad (1.13)$$

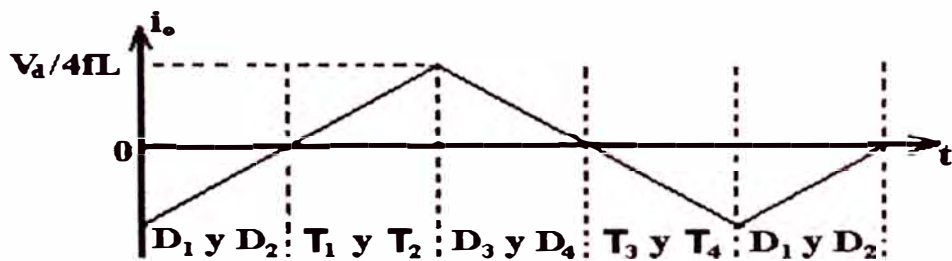
donde:  $\theta_n = \tan^{-1}(n \cdot \omega \cdot L/R)$



(a) Circuito



(b) Formas de onda



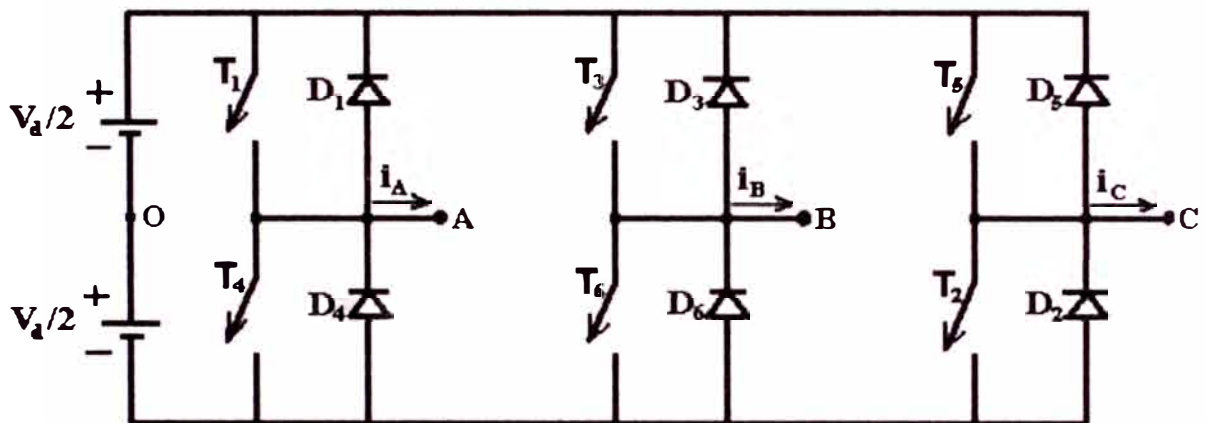
(c) Corriente en la carga con carga altamente inductiva

Figura 1.2. Inversor monofásico puente completo.

Para una carga altamente inductiva, la forma de onda de la corriente se muestra en la Figura 1.2(c). En este caso los interruptores conducen  $T_o/4$  (es decir  $90^\circ$ ).

## 1.6 Inversor trifásico.

Los inversores trifásicos se utilizan normalmente en aplicaciones de alta potencia. Tres inversores monofásicos de medio puente (o de puente completo) pueden conectarse en paralelo para formar la configuración de un inversor trifásico. Las señales de control de los interruptores en los inversores monofásicos deben adelantarse o retrasarse  $120^\circ$  uno con respecto al otro, a fin de obtener tensiones trifásicas balanceadas (fundamentales).



(a) Circuito

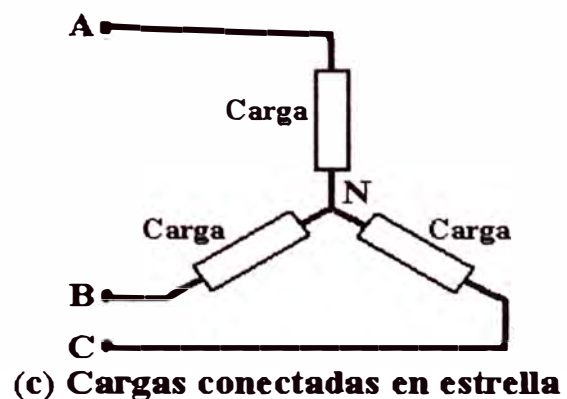
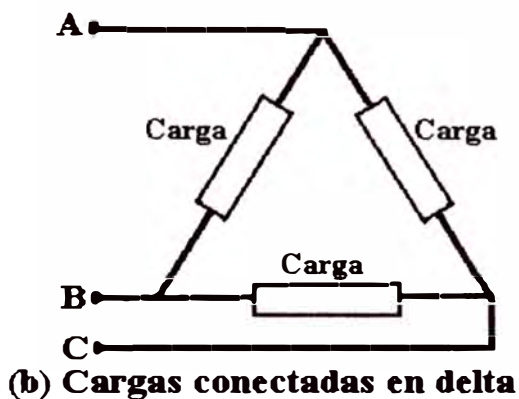


Figura 1.3. Inversor trifásico puente y sus posibles cargas.

Se puede obtener una salida trifásica a partir de una configuración de seis interruptores y seis diodos, tal como la que se muestra en la Figura

1.3(a). A los interruptores se les pueden aplicar dos tipos de señales de control para que estos se cierren  $180^\circ$  o  $120^\circ$ .

### **Interruptor cerrado $180^\circ$**

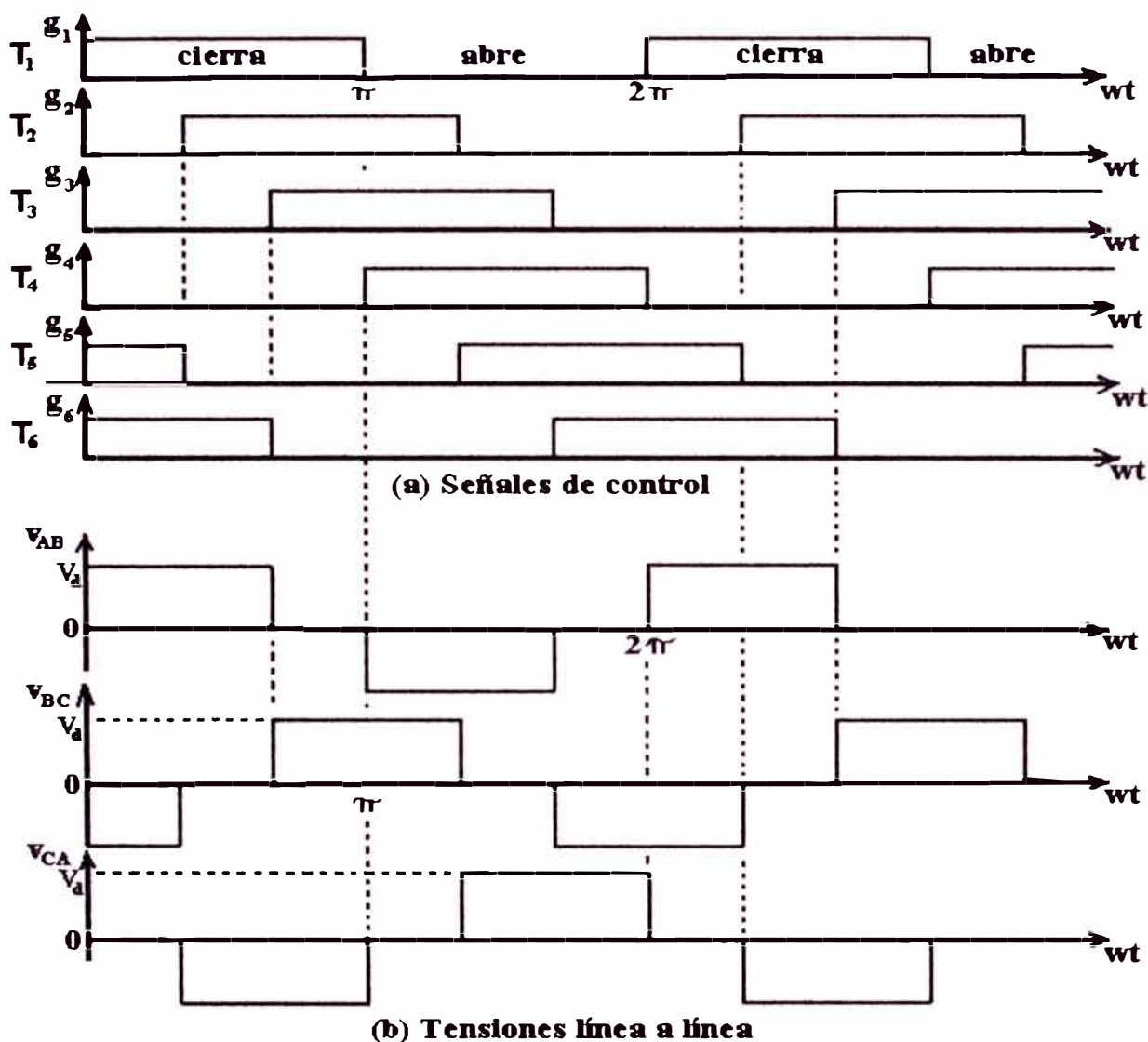
Cada interruptor se cerrará durante  $180^\circ$ . Tres interruptores se mantienen cerrados durante cada instante de tiempo. Cuando el interruptor T1 está cerrado, el terminal A se conecta con el terminal positivo de la fuente de tensión continua. Cuando se cierra el interruptor T4, el terminal A se lleva al terminal negativo de la fuente de tensión continua. En cada ciclo existen seis modos de operación, cuya duración es de  $60^\circ$ . Los interruptores se numeran según su secuencia de cerrado (por ejemplo 123, 234, 345, 456, 561, 612). Las señales, que controlan a los interruptores, mostradas en la Figura 1.4(a), están desplazadas  $60^\circ$  unas de otras, para obtener tensiones trifásicas balanceadas (fundamentales).

La carga puede conectarse en delta o en estrella, tal como se muestra en la Figura 1.3(b) y la Figura 1.3(c) respectivamente. En el caso de una carga conectada en delta, las corrientes de fase se obtienen directamente de las tensiones línea a línea. Una vez que se conocen las corrientes de fase, pueden determinarse las corrientes de línea. En el caso de una carga conectada en estrella, las tensiones de línea a neutro deben determinarse a fin de encontrar las corrientes de línea o de fase.

La tensión instantánea línea a línea  $v_{AB}$ , de la Figura 1.4(b), se puede expresar en una serie de Fourier, reconociendo que  $v_{AB}$  está desplazada en

$\pi/6$  y las armónicas pares son cero, así tenemos:

$$v_{AB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_d}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left(n\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad (1.14)$$



**Figura 1.4. Formas de onda para interruptor cerrado 180°.**

$v_{BC}$  y  $v_{CA}$  pueden determinarse a partir de la Ecuación (1.14) mediante el desplazamiento de fase  $v_{AB}$  en  $120^\circ$  y  $240^\circ$ , respectivamente, y así tendríamos:

$$v_B = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4.V_d}{n.\pi} \cdot \cos\left(\frac{n.\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left(n(\omega.t - \frac{\pi}{2})\right) \quad (1.15)$$

$$v_{CA} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4.V_d}{n.\pi} \cdot \cos\left(\frac{n.\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left(n(\omega.t - \frac{7.\pi}{6})\right) \quad (1.16)$$

Se puede observar, de las Ecuaciones (1.14), (1.15) y (1.16), que en las tensiones línea a línea, los armónicos múltiplos de tres ( $n = 3, 9, 15, \dots$ ) son cero.

La tensión eficaz (*rms*) línea a línea es:

$$V_{L(rms)} = \left( \frac{2}{2.\pi} \int_0^{2\pi/3} V_d^2 \cdot d(\omega.t) \right)^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_d = 0,8165 \cdot V_d \quad (1.17)$$

De la Ecuación (1.14), la  $n$ -ésima componente eficaz (*rms*) de la tensión de línea es:

$$V_{Ln(rms)} = \frac{4.V_d}{\sqrt{2.n.\pi}} \cdot \cos\left(\frac{n.\pi}{6}\right) \quad (1.18)$$

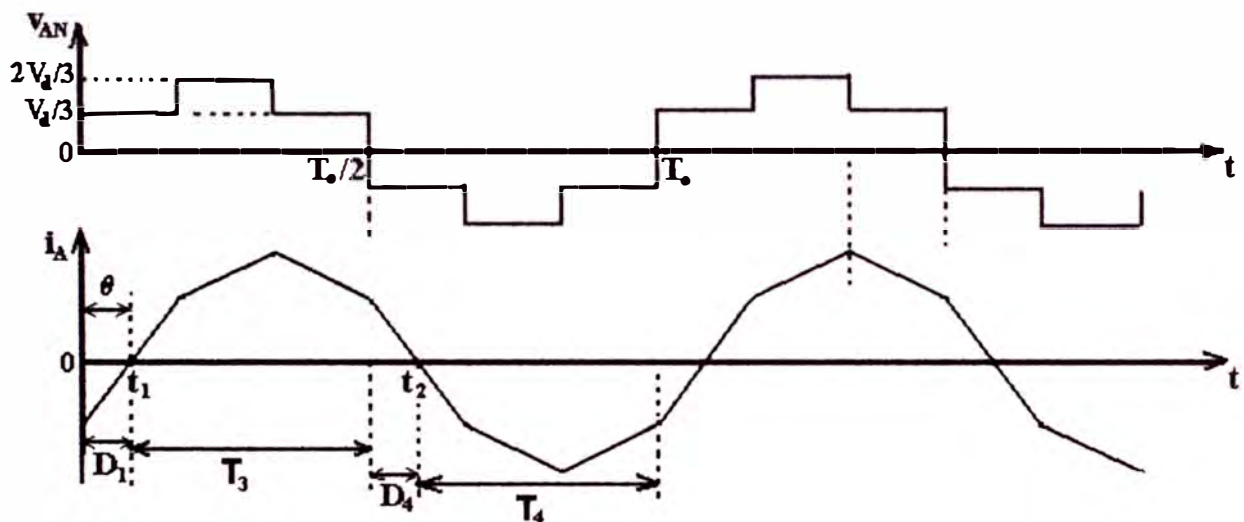
que, para  $n = 1$ , nos da la tensión de línea fundamental siguiente:

$$V_{L1(rms)} = \frac{4.V_d}{\sqrt{2.\pi}} \cdot \cos(30^\circ) = 0,7797 \cdot V_d \quad (1.19)$$

Con cargas resistivas, los diodos a través de los interruptores no tienen función alguna. En el caso de una carga inductiva conectada en estrella, la corriente de cada brazo del inversor se atrasará con respecto a su tensión,



tal y como se muestra en la Figura 1.5. Cuando el interruptor T4 de la Figura 1.3(a) está abierto, la única trayectoria para la corriente de línea negativa  $i_A$  es a través de D1. De ahí que el terminal de la carga A esté conectado a la fuente de tensión continua a través de D1 hasta que se invierta la polaridad de la corriente de la carga en el tiempo  $t = t_1$ . Durante el periodo  $0 < t < t_1$ , el interruptor T1 no conduce. En forma similar, la conducción del interruptor T4 sólo arranca en  $t = t_2$ . El tiempo de conducción de los interruptores y de los diodos depende del factor de potencia de la carga.



**Figura 1.5. Formas de onda con carga  $R$ - $L$  conectada en estrella.**

En este caso, la tensión de fase es  $v_{AN} = v_{AB}/\sqrt{3}$  con un retraso de  $30^\circ$ .

Utilizando la Ecuación (1.14), la corriente de línea  $i_A$  para una carga  $R$ - $L$  está dada por:

$$i_A = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( \frac{4 \cdot V_d}{\sqrt{3} \cdot n \cdot \pi \cdot \sqrt{R^2 + (n \cdot \omega \cdot L)^2}} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi}{6}\right) \right) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t - \theta_n) \quad (1.20)$$

donde:  $\theta_n = \tan^{-1}(n \cdot \omega \cdot L/R)$

### Interrupor cerrado 120°

En este tipo de control, cada interruptor se cierra durante 120°. En cualquier instante de tiempo, sólo se cierran dos interruptores. Las señales que controlan a los interruptores se muestran en la Figura 1.6. La secuencia de cierre de los interruptores es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61. Se tiene tres modos de operación en un medio ciclo:

Durante el modo 1, para:  $0 < \omega.t < \pi/3$ , se cierran los interruptores 1 y 6, así

tenemos:  $v_{AB} = V_d$        $v_{BC} = -V_d/2$        $v_{CA} = -V_d/2$

Durante el modo 2, para:  $\pi/3 < \omega.t < 2\pi/3$ , se cierran los interruptores 1 y

2, así tenemos:  $v_{AB} = V_d/2$        $v_{BC} = V_d/2$        $v_{CA} = -V_d$

Durante el modo 3, para:  $2\pi/3 < \omega.t < \pi$ , se cierran los interruptores 2 y 3,

así tenemos:  $v_{AB} = -V_d/2$        $v_{BC} = V_d$        $v_{CA} = -V_d/2$

Existe un retraso de  $\pi/6$  entre la abertura de T1 y la cerradura de T4. Por lo tanto, no debe existir un cortocircuito en la alimentación de tensión continua a través de un interruptor superior y uno inferior. En cualquier momento, dos terminales de la carga están conectadas con la alimentación de tensión continua y la tercera se conserva abierta. El potencial de esta terminal abierta depende de las características de la carga y es impredecible. Dado que un interruptor se cierra durante 120°, para una misma condición de la carga los interruptores se utilizan menos que en la conducción a 180°.

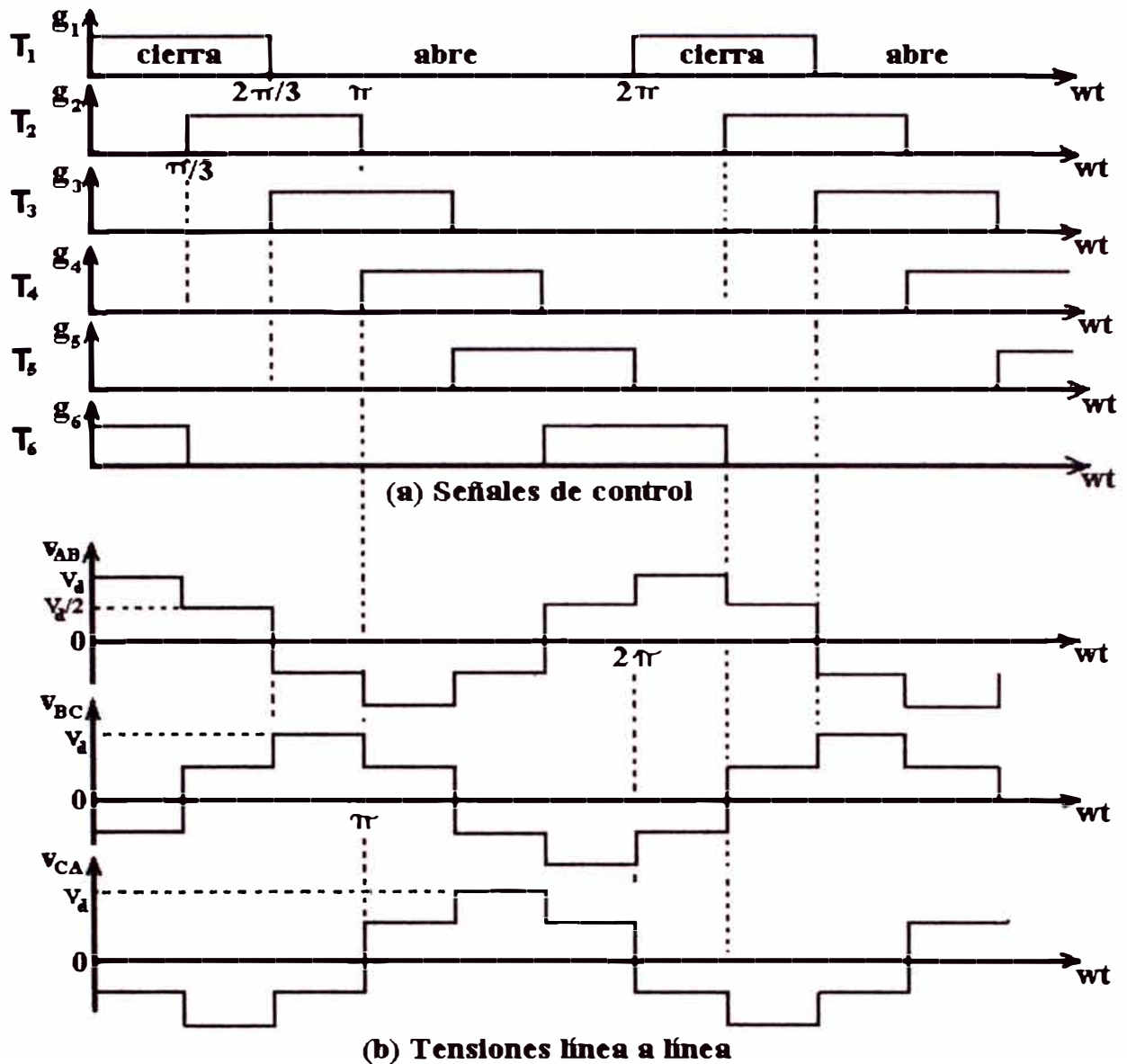


Figura 1.6. Formas de onda para interruptor cerrado 120°.

### 1.7 Método para controlar la tensión de salida en los inversores (PWM).

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar la tensión de salida de los inversores (la amplitud y/o la frecuencia de la forma de onda de la tensión de salida). Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente para controlar la ganancia (y la tensión de salida) es incorporar en los inversores el control de modulación

por ancho de pulso (PWM). La técnica comúnmente utilizada es la modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM).

### 1.7.1 Modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM).

Esta técnica (SPWM) es utilizada para que la tensión de salida sea una onda senoidal, cuya amplitud y frecuencia se desea controlar. Para conseguir esto se genera una señal de control (onda senoidal) de referencia, con la amplitud y frecuencia deseadas y se compara con una onda triangular, tal como se muestra en la Figura 1.7(a).

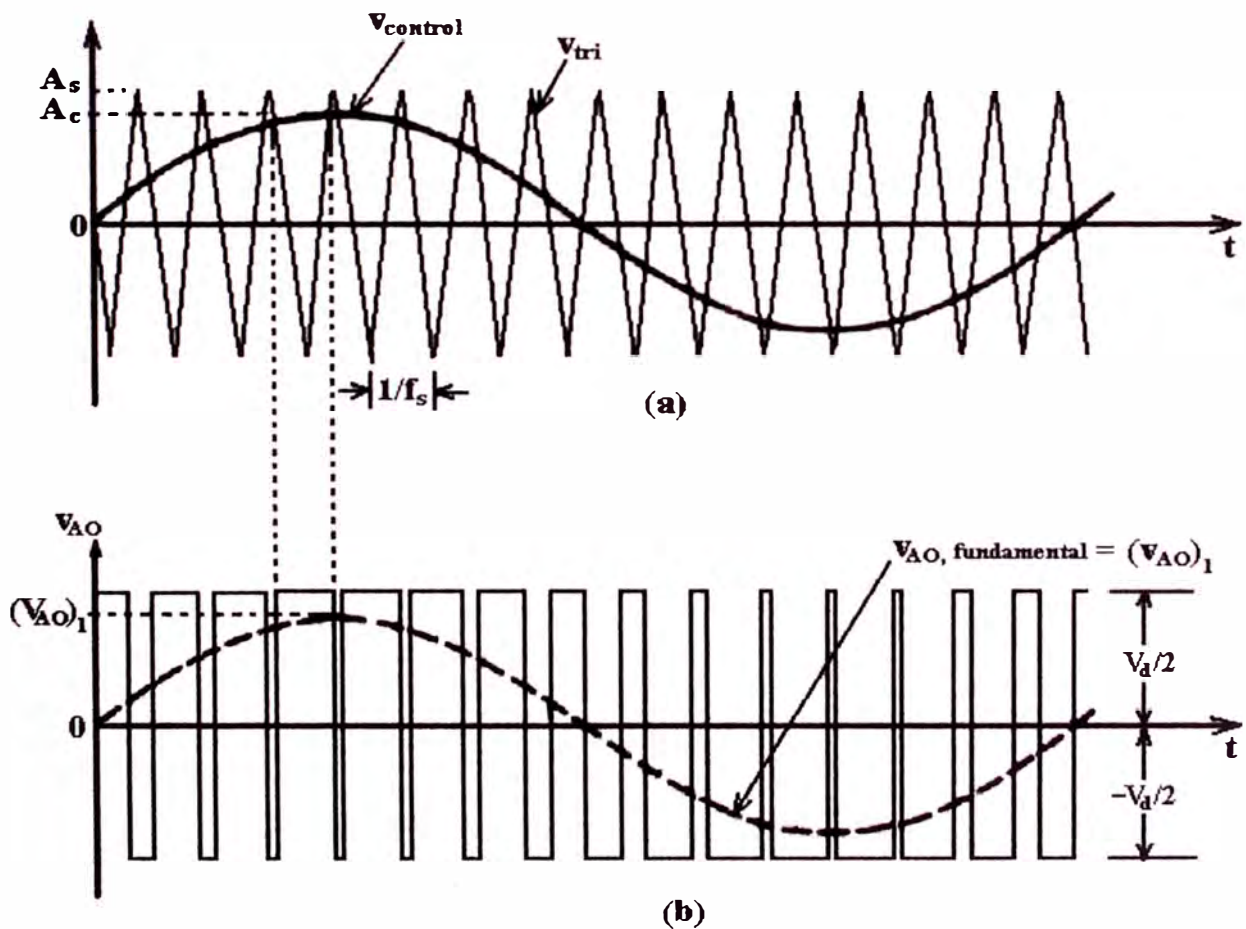


Figura 1.7. Modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM).

La frecuencia de la onda triangular establece la frecuencia de conmutación de los interruptores del inversor, la amplitud de esta onda triangular normalmente se mantiene constante.

De la Figura 1.7(a), la amplitud de la onda triangular  $v_{tri}$  es  $A_s$  y su frecuencia es  $f_s$ , la cual es llamada frecuencia portadora. La amplitud de la señal de control (onda senoidal)  $v_{control}$  es  $A_c$  y su frecuencia es  $f_1$ , la cual es usada para modular el ciclo útil del interruptor y será la frecuencia fundamental de la onda de salida, a esa frecuencia también se le conoce como frecuencia moduladora, debe tenerse presente el hecho de que la onda de salida no será un seno perfecto sino que tendrá componentes armónicos de varias veces  $f_1$ .

El índice de modulación de amplitud  $m_a$ , es definido como:

$$m_a = \frac{A_c}{A_s} \quad (1.21)$$

El índice de modulación de frecuencia  $m_f$ , es definido como:

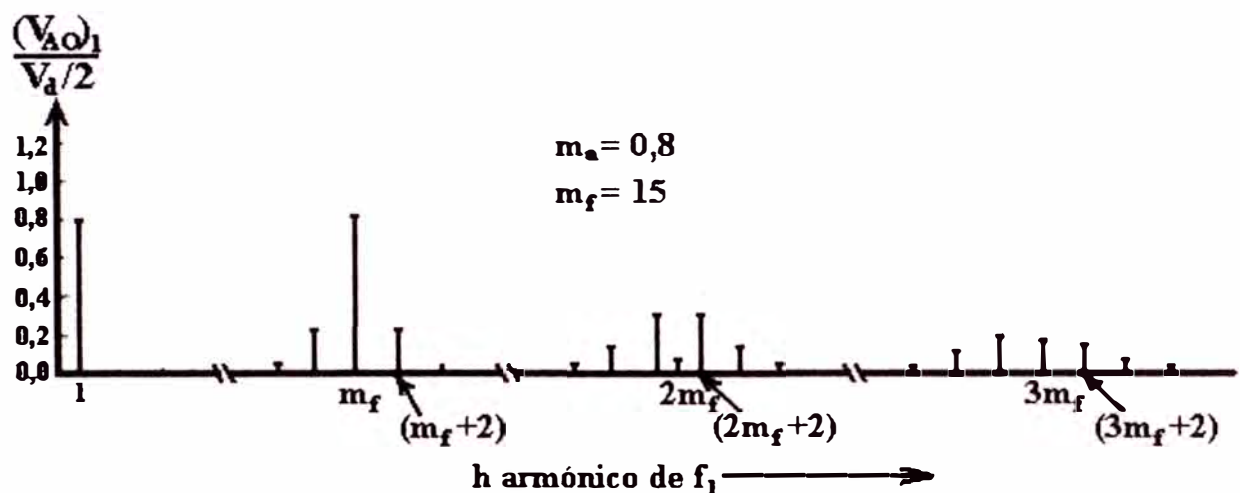
$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (1.22)$$

En el inversor monofásico de la Figura 1.1(a) los interruptores T1 y T2 son controlados según la comparación de la señal de control (onda senoidal)  $v_{control}$  y la onda triangular  $v_{tri}$ , dando los siguientes resultados:

$$v_{control} > v_{tri}, T1 \rightarrow \text{cerrado}, v_{AO} = V_d / 2$$

$$\text{ó: } v_{control} < v_{tri}, T2 \rightarrow \text{cerrado}, v_{AO} = -V_d / 2$$

Como los dos interruptores nunca son cerrados al mismo tiempo, la tensión de salida  $v_{AO}$  fluctuará entre dos valores:  $V_d/2$  y  $-V_d/2$ . La tensión de salida  $v_{AO}$  y su componente fundamental (curva punteada) se muestran en la Figura 1.7(b), los cuales son dibujados para  $m_f = 15$  y  $m_a = 0,8$ .



**Figura 1.8. Espectro armónico de  $v_{AO}$ .**

El espectro armónico de  $v_{AO}$ , bajo las condiciones indicadas en la Figura 1.7, es mostrado en la Figura 1.8, donde las tensiones normalizadas de los armónicos  $(V_{AO})_h / (V_d/2)$  que tienen algún valor significativo son dibujados. Este gráfico ( $m_a < 1,0$ ) muestra tres puntos importantes:

1. La amplitud de la frecuencia fundamental  $(V_{AO})_1$  es  $m_a$  veces  $(V_d/2)$ .

Esto puede explicarse considerando una señal de control  $v_{control}$

constante. Vamos a asumir que la señal de control varía muy poco durante un periodo de conmutación  $T_s$ , esto se cumple cuando el índice de modulación de frecuencia  $m_f$  es muy grande. Entonces, asumiendo que la señal de control es constante sobre un periodo de conmutación, tenemos que el "promedio instantáneo" de la tensión de salida  $v_{AO}$ , es:

$$\overline{v_{AO}} = \left( \frac{v_{control}}{A_s} \right) \cdot \frac{V_d}{2} \quad (1.23)$$

Este "promedio instantáneo" varía de un periodo a otro y es igual a la componente fundamental de  $v_{AO}$  ( $\overline{v_{AO}} = (v_{AO})_1$ ).

El argumento anterior explica que la señal de control  $v_{control}$  es escogida como una onda senoidal con el fin de entregar una onda senoidal de salida y unos pocos armónicos. Sea la frecuencia de la señal de control igual a  $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ , la cual es la frecuencia de la onda de salida deseada:

$$v_{control} = A_c \cdot \text{sen}(\omega_1 t) \quad (1.24)$$

donde:  $A_c < A_s$

Usando las Ecuaciones (1.23) y (1.24), se puede demostrar que la componente fundamental de la tensión de salida varía senoidalmente y

en fase con la señal de control en función del tiempo:

$$(v_{AO})_1 = \left( \frac{A_c}{A_s} \cdot \text{sen}(w_1 t) \right) \cdot \frac{V_d}{2} \quad (1.25)$$

$$= m_a \frac{V_d}{2} \cdot \text{sen}(w_1 t) \quad (m_a < 1,0) \quad (1.26)$$

Entonces:

$$(V_{AO})_1 = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (1.27)$$

Lo cual demuestra que en la modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM), la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida varía linealmente con el índice de modulación de amplitud  $m_a$  ( $m_a < 1,0$ ). Por lo tanto, el rango del índice de modulación de 0 a 1 ( $0 < m_a < 1,0$ ), es conocido como rango lineal.

2. Los armónicos de la tensión de salida del inversor aparecen como bandas laterales, centrados alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, esto es, alrededor de  $m_f$ ,  $2.m_f$ ,  $3.m_f$ , etc. Este patrón de comportamiento se mantiene cuando el índice de modulación de amplitud es menor que 1 ( $m_a < 1,0$ ).

Para el índice de modulación de frecuencia  $m_f \geq 9$  (que es siempre el caso, excepto para potencias muy grandes), las amplitudes de los



armónicos son casi independientes de  $m_f$ , siendo  $m_f$  el que define la frecuencia de estos. Teóricamente, las frecuencias de los armónicos estarán indicadas como:

$$f_h = (j \cdot m_f \pm k) \cdot f_1$$

Esto es, al armónico de orden  $h$ , le corresponde la  $k$ -ésima banda lateral de  $j$  veces el índice de modulación de frecuencia  $m_f$ :

$$h = j \cdot (m_f) \pm k \quad (1.28)$$

Donde la frecuencia fundamental corresponde a:  $h = 1$ . Para valores impares de  $j$ , los armónicos existen solo para valores pares de  $k$ . Para valores pares de  $j$ , los armónicos existen solo para valores impares de  $k$ .

3. El índice de modulación de frecuencia debe ser un número entero impar, escogiendo  $m_f$  como un número impar se tendrá simetría impar ( $f(-t) = -f(t)$ ), así como también simetría de media onda según se muestra en la Figura 1.7(b), lo cual es dibujado para  $m_f = 15$ . Por lo tanto, solo armónicos impares estarán presentes, y los armónicos pares desaparecerán de la tensión de salida. Más aun, los coeficientes de los cosenos serán cero. El espectro de frecuencia es mostrado en la Figura 1.8.

### 1.7.2 Sobremodulación.

Hasta aquí se había asumido que los inversores operaban en el rango lineal. Por lo tanto, la amplitud de la frecuencia fundamental varía linealmente con  $m_a$  como se deriva de la Ecuación (1.27). A pesar del hecho de que en el rango lineal la técnica de modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) solo genera armónicos de alta frecuencia, un inconveniente de esto es que la máxima amplitud disponible no es tan grande como podría desearse.

Para aumentar la amplitud de la componente armónica fundamental, el índice  $m_a$  es incrementado por encima de 1,0, resultando en lo que se conoce como sobremodulación. La sobremodulación produce más componentes armónicos en las bandas laterales que las que son producidas en el rango lineal, tal como se muestra en la Figura 1.9.

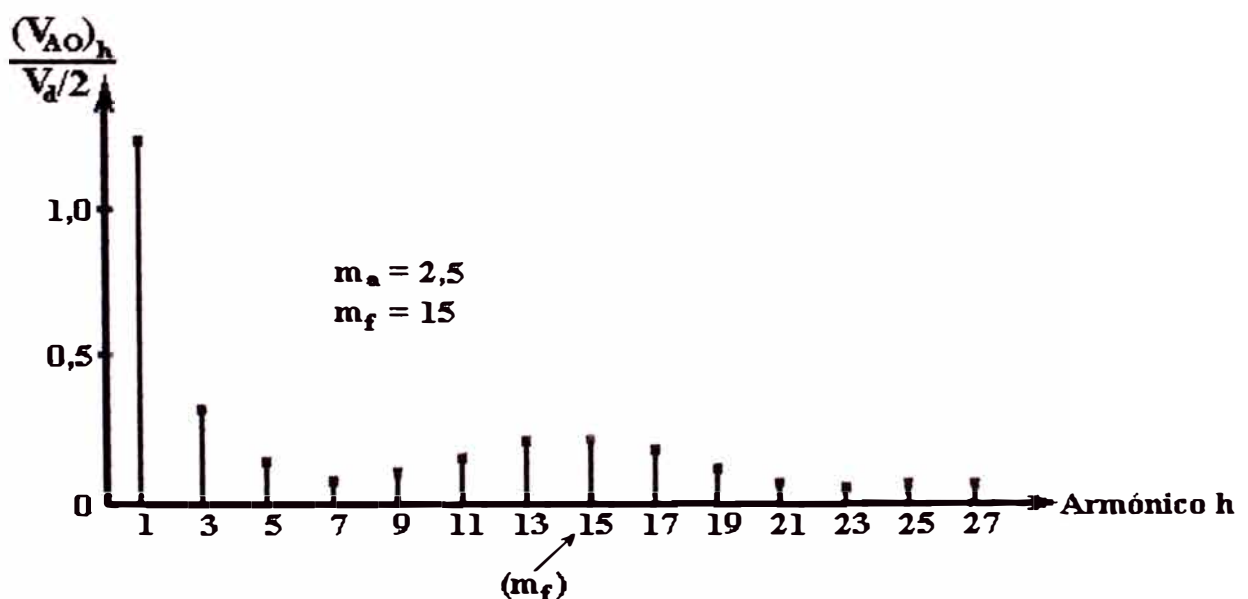
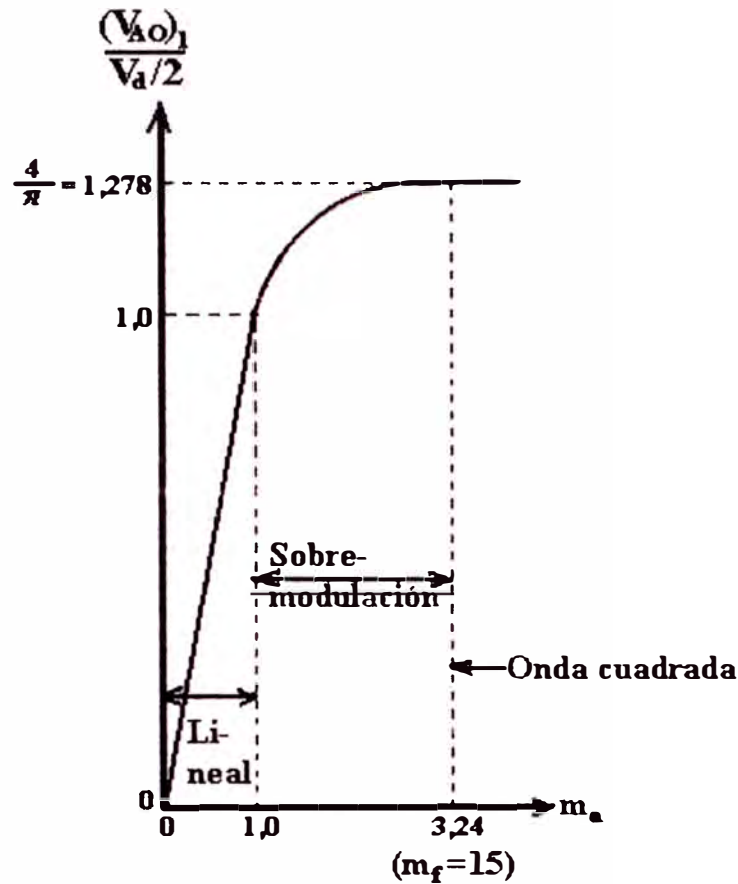


Figura 1.9. Armónicos debido a la sobremodulación.



**Figura 1.10. Control de tensión variando  $m_a$ .**

Los armónicos de amplitudes dominantes en el rango lineal, pueden no ser dominantes en la sobremodulación. Más aun, con la sobremodulación, la amplitud de la frecuencia fundamental no varía linealmente con el índice de modulación  $m_a$ . La Figura 1.10 muestra la amplitud normalizada de la componente de la frecuencia fundamental  $(V_{AO})_1 / (V_d / 2)$  como una función del índice  $m_a$ , casi independiente de  $m_f$  (siempre que  $m_f > 9$ ).

En el caso de UPSs, la sobremodulación será evitada, debido a una urgente necesidad de evitar distorsión en la onda de salida. En cambio para controladores de motores AC, esta es comúnmente usada.

Para valores de  $m_a$  lo suficientemente grandes, las formas de onda de la tensión de salida degeneran en una onda cuadrada, se puede concluir, que en la región de sobremodulación ( $m_a > 1,0$ ):

$$\frac{V_d}{2} < (V_{AO})_1 < \left(\frac{4}{\pi}\right) \cdot \frac{V_d}{2} \quad (1.29)$$

### 1.8 SPWM con tensión de conmutación bipolar.

En este esquema SPWM con tensión de conmutación bipolar, los interruptores en diagonal (T1,T2) y (T3,T4) de los dos brazos del *inversor puente completo* de la Figura 1.2(a) son conmutados en pareja. Con este tipo de conmutación SPWM, la forma de onda de la tensión  $v_{AO}$  del brazo A es idéntica a la forma de onda de la tensión de salida del inversor de medio puente visto en la sección anterior, la cual es generada de la misma manera, comparando la señal de control y la onda triangular de la Figura 1.7(a). La tensión  $v_{BO}$  del brazo B del inversor es el negativo de la tensión  $v_{AO}$  del brazo A, por ejemplo, cuando T1 está cerrado y  $v_{AO} = V_d/2$ , T2 está también cerrado y  $v_{BO} = -V_d/2$ .

Por lo tanto:

$$v_{BO}(t) = -v_{AO}(t) \quad (1.30)$$

y

$$v_{AB}(t) = v_{AO}(t) - v_{BO}(t) = 2 \cdot v_{AO}(t) \quad (1.31)$$

La forma de onda de  $v_{AB}$  es mostrada en la Figura 1.11(b). El análisis realizado en la Sección (1.7.1) se aplica completamente aquí. Por lo tanto, la amplitud de la componente fundamental  $(V_{AB})_1$ , puede ser obtenida de las Ecuaciones (1.27) y (1.29), como:

$$(V_{AB})_1 = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1,0) \quad (1.32)$$

y

$$V_d < (V_{AB})_1 < \left(\frac{4}{\pi}\right) \cdot V_d \quad (m_a > 1,0) \quad (1.33)$$

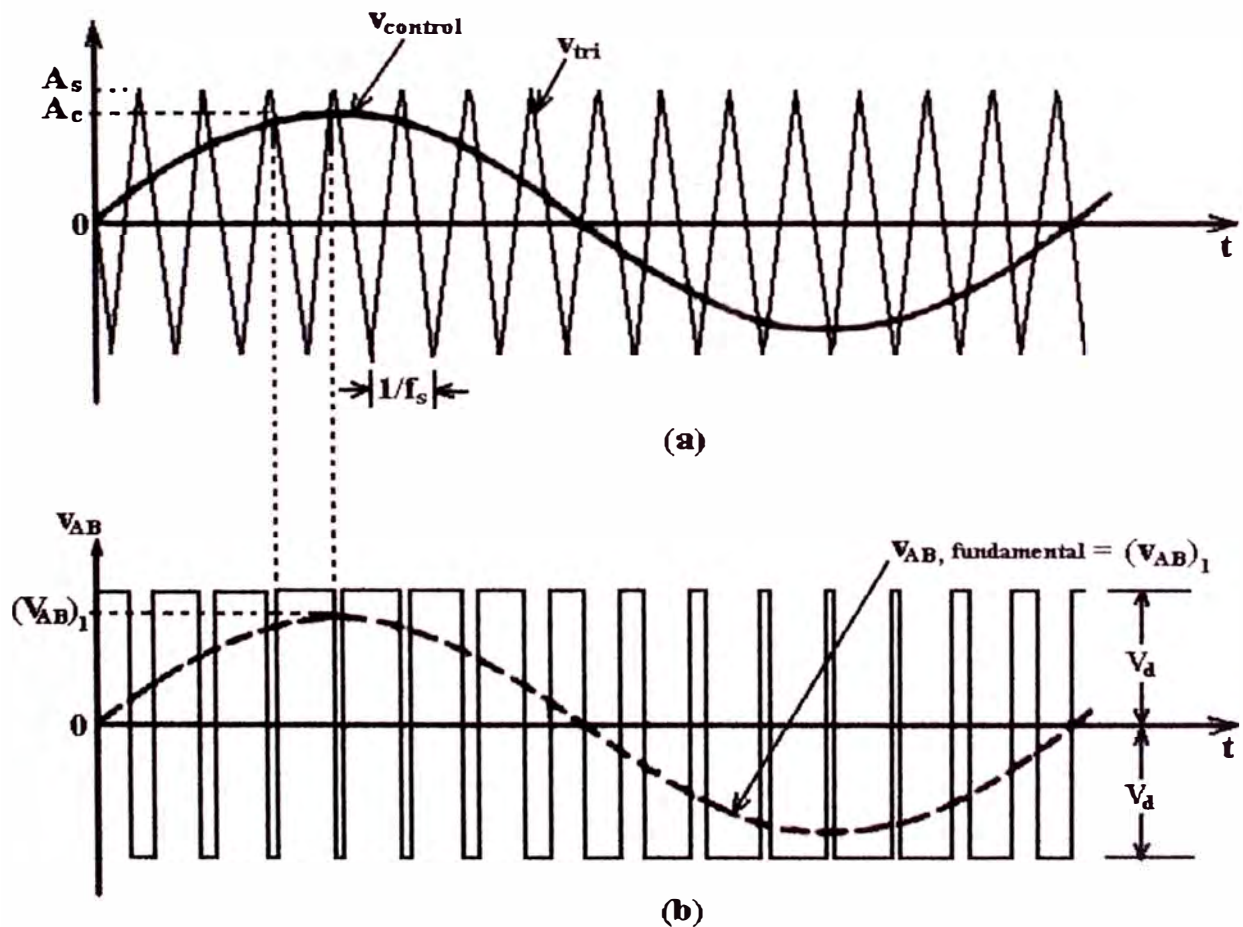


Figura 1.11. SPWM con tensión de conmutación bipolar.

En la Figura 1.12(b), se observa que la tensión de salida  $v_{AB}$  varía entre  $-V_d$  y  $V_d$ . Esta es la razón por la cual este esquema es llamado SPWM con tensión bipolar.

### 1.9 SPWM con tensión de conmutación unipolar.

En el esquema SPWM con tensión de conmutación unipolar, los interruptores de los dos brazos, no son conmutados simultáneamente como en el esquema anterior. Aquí, los brazos A y B del inversor puente completo, son controlados separadamente, comparando la onda triangular  $v_{tri}$  con  $v_{control}$  y  $-v_{control}$  respectivamente. Como se muestra en la Figura 1.12(a), la comparación de  $v_{control}$  con la onda triangular  $v_{tri}$  da como resultado las siguientes señales de control para los interruptores del brazo A:

$$v_{control} > v_{tri}, T1 \rightarrow \text{cerrado}, v_{AO} = V_d / 2$$

y

$$v_{control} < v_{tri}, T4 \rightarrow \text{cerrado}, v_{AO} = -V_d / 2$$

La tensión del brazo A con respecto al punto O es mostrado en la Figura 1.12(b). Para controlar los interruptores del brazo B,  $-v_{control}$  es comparado con la misma onda triangular, lo cual da lo siguiente:

$$-v_{control} > v_{tri}, T3 \rightarrow \text{cerrado}, v_{BO} = V_d / 2$$

y

$$-v_{control} < v_{tri}, T2 \rightarrow \text{cerrado}, v_{BO} = -V_d / 2$$

Debido a la realimentación de los diodos en antiparalelo con los interruptores, las tensiones  $v_{AO}$  y  $v_{BO}$  son independientes de la dirección de la corriente de salida  $i_0$ .

Las formas de onda de la Figura 1.12 muestran que hay cuatro combinaciones de interruptores con las respectivas tensiones:

- (1) T1, T2 → cerrado:  $v_{AO} = V_d/2$ ;  $v_{BO} = -V_d/2$ ;  $v_{AB} = V_d$
- (2) T3, T4 → cerrado:  $v_{AO} = -V_d/2$ ;  $v_{BO} = V_d/2$ ;  $v_{AB} = -V_d$
- (3) T1, T3 → cerrado:  $v_{AO} = V_d/2$ ;  $v_{BO} = V_d/2$ ;  $v_{AB} = 0$
- (4) T2, T4 → cerrado:  $v_{AO} = -V_d/2$ ;  $v_{BO} = -V_d/2$ ;  $v_{AB} = 0$

Se puede observar que cuando los interruptores superiores están cerrados, la tensión de salida es cero. La corriente de salida circula en un lazo a través de (T1, D2) ó (D4, T3) dependiendo de la dirección de la corriente de salida. Durante este intervalo, la corriente de entrada es cero. Una situación similar ocurre cuando los interruptores inferiores están cerrados.

En este tipo de conmutación SPWM, cuando una conmutación ocurre, la tensión de salida varía entre 0 y  $V_d/2$  ó entre 0 y  $-V_d/2$ . Por esta razón, este tipo de esquema SPWM es llamado SPWM con tensión unipolar, como opuesto al bipolar (entre  $V_d$  y  $-V_d$ ) descrito anteriormente. Este esquema

tiene la ventaja de duplicar efectivamente la frecuencia de conmutación tanto como la frecuencia de los armónicos de salida.

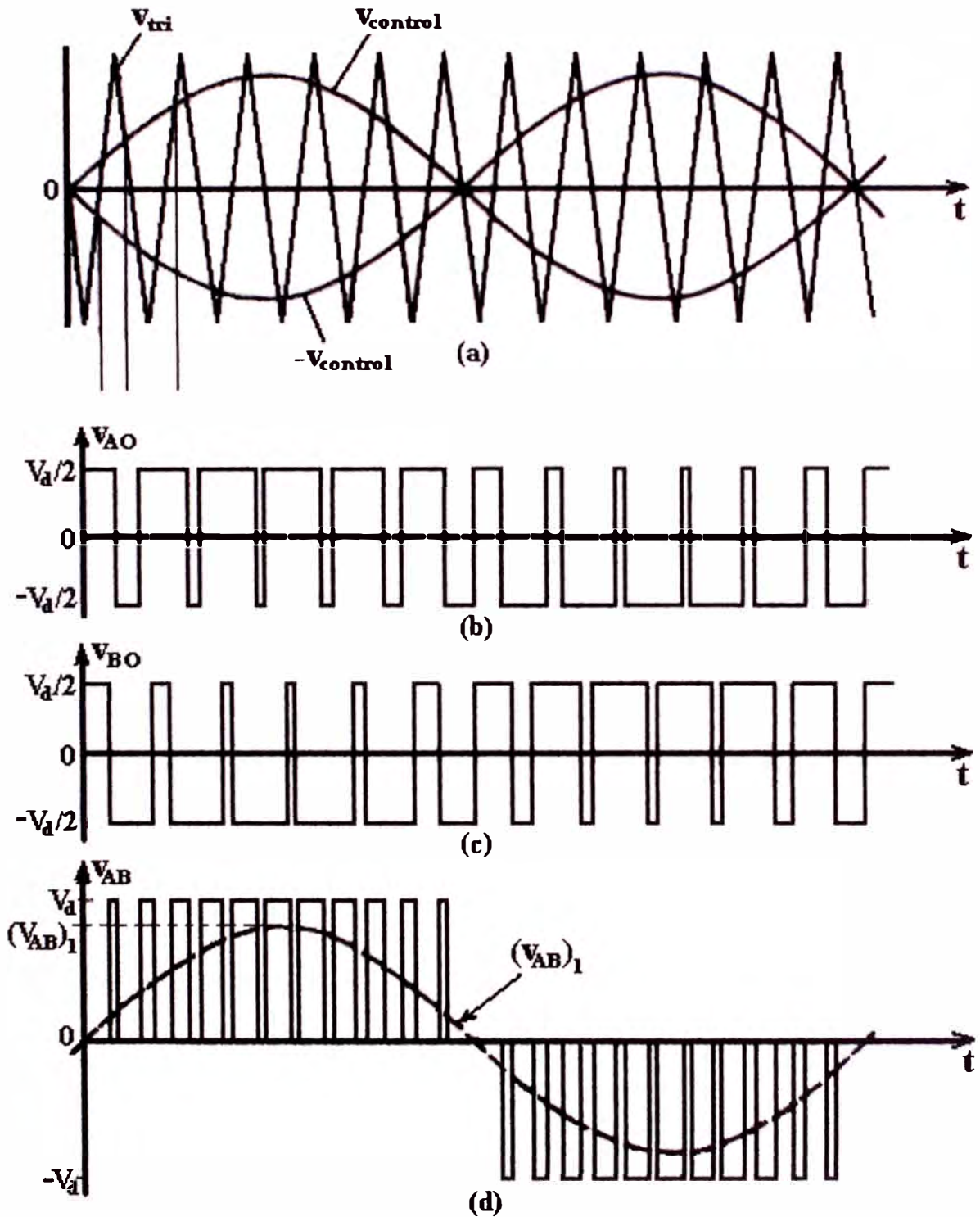
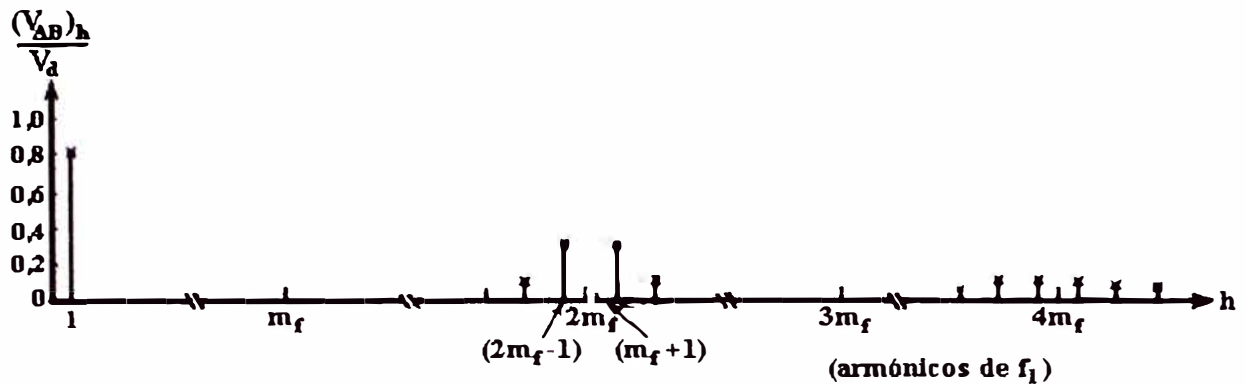


Figura 1.12. SPWM con tensión de conmutación unipolar.





**Figura 1.13. Armónicos en SPWM con tensión de conmutación unipolar.**

La ventaja de duplicar la frecuencia de conmutación aparece en el espectro de frecuencias de la tensión de salida, mostrado en la Figura 1.13, donde los armónicos más bajos (en el circuito idealizado) aparecen como bandas laterales de dos veces la frecuencia de conmutación. Es fácil entender esto si se escoge un índice de modulación  $m_f$  par ( $m_f$  debe ser impar para un SPWM bipolar) en un inversor monofásico. Las tensiones  $v_{AO}$  y  $v_{BO}$  son desfasados  $180^\circ$  de la frecuencia fundamental  $f_1$ , con respecto al otro. Por lo tanto, los componentes armónicos de la frecuencia de conmutación en  $v_{AO}$  y  $v_{BO}$  tienen la misma fase ( $\varphi_{AO} - \varphi_{BO} = \pi \cdot m_f = 0$ ), debido a que las formas de onda están desfasadas en  $\pi$  radianes, y  $m_f$  es un número par. Esto da como resultado la cancelación de los componentes armónicos en la tensión de salida  $v_{AB}$ . Además, las bandas laterales de los armónicos de la tensión de salida desaparecen. En forma similar, los otros armónicos dominantes de dos veces la frecuencia de conmutación se cancelan, mientras que las bandas laterales no.

Por consiguiente:  $(V_{AB})_1 = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1,0) \quad (1.34)$

y  $V_d < (V_{AB})_1 < \left(\frac{4}{\pi}\right) \cdot V_d \quad (m_a > 1,0) \quad (1.35)$

### 1.10 Modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) en los inversores trifásicos.

Similar a los inversores monofásicos, el objetivo de la modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) en los inversores trifásicos es formar y controlar la magnitud y la frecuencia de la tensión de salida, a partir de una tensión continua de entrada  $V_d$ , que se mantiene esencialmente constante. Para obtener las tensiones trifásicas balanceadas de salida, en este tipo de inversor, la misma onda triangular  $v_{tri}$  es usada para comparar las tres ondas senoidales, desfasadas  $120^\circ$ , tal como se muestra en Figura 1.14(a) (que es dibujada para:  $m_f = 15$ ).

En los inversores trifásicos, solo los armónicos de las tensiones de línea son de importancia. Los armónicos en la salida de uno de los brazos, por ejemplo  $v_{AO}$  en la Figura 1.14(b), son idénticos a los armónicos de  $v_{AO}$  en la Figura 1.7(b), donde solo los armónicos impares existen como bandas laterales, centrados alrededor de  $m_f$  y sus múltiplos, siempre que  $m_f$  sea entero e impar.

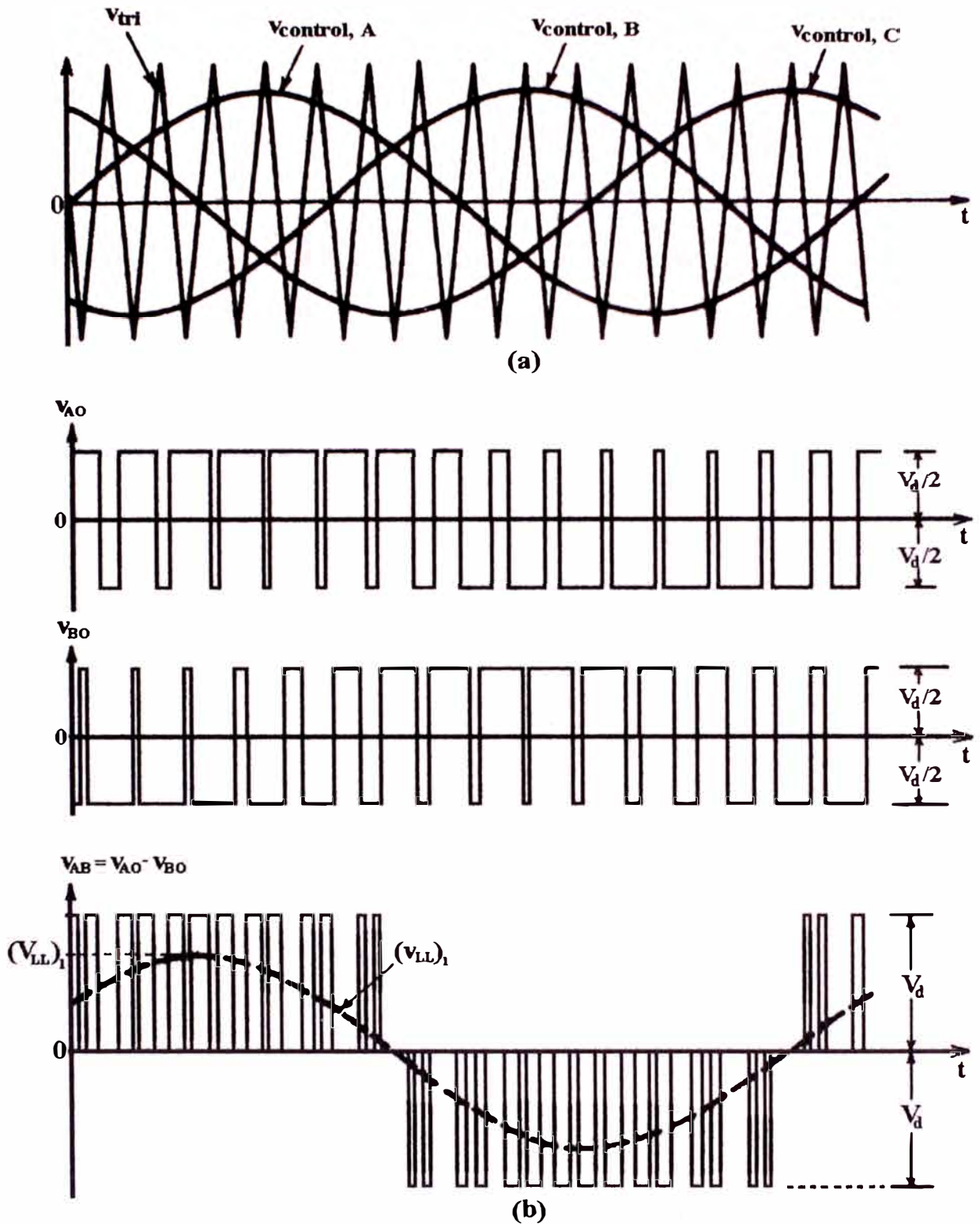
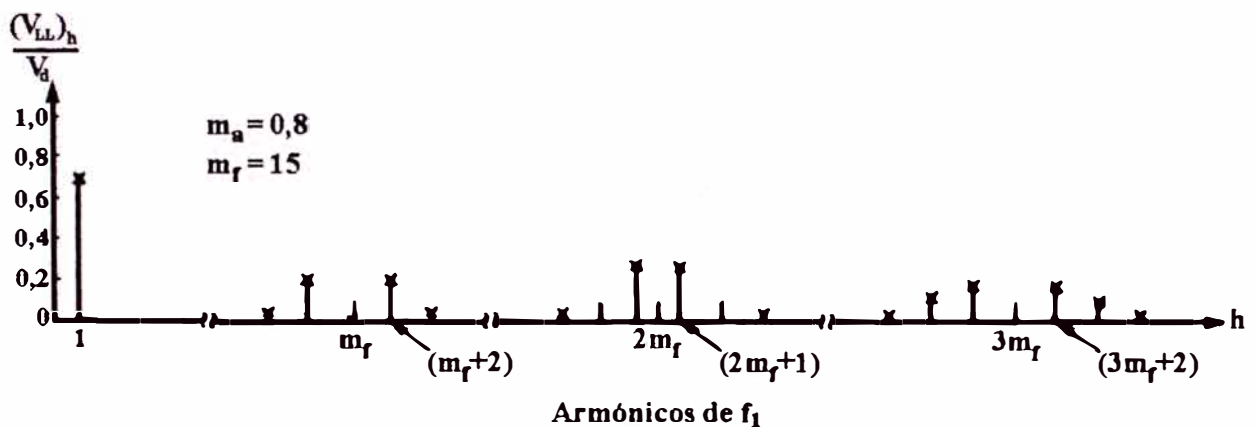


Figura 1.14. Formas de onda del SPWM trifásico.

Solo considerando los armónicos de  $m_f$  (lo mismo se aplica a sus múltiplos impares), la diferencia de fase entre los armónicos de  $m_f$  en  $v_{AO}$  y

$v_{BO}$  es  $(120 \cdot m_f)^\circ$ . Esta diferencia de fase será equivalente a cero (un múltiplo de  $360^\circ$ ) si  $m_f$  es impar y múltiplo de 3. Como consecuencia, los armónicos de  $m_f$  son suprimidos en la tensión de línea  $v_{AB}$ . El mismo argumento se aplica para la supresión de los armónicos impares múltiplos de  $m_f$ , si  $m_f$  es escogido impar y múltiplo de 3 (donde la razón de escoger  $m_f$  como un número impar y múltiplo de 3, es el eliminar los armónicos pares). Así, algunos de los armónicos dominantes en un brazo del inversor, podrán ser eliminados de la tensión de línea del inversor trifásico.



**Figura 1.15. Espectro armónico del SPWM trifásico.**

Las consideraciones anteriores pueden ser resumidas como sigue:

1. Para valores bajos de  $m_f$ , se eliminan los armónicos pares, si un esquema SPWM sincronizado es usado y  $m_f$  es impar. Para cancelar la mayoría de los armónicos dominantes de la tensión de línea,  $m_f$  debe ser múltiplo de 3. Además, las pendientes de la onda de control

$v_{control}$  y la onda triangular  $v_{tri}$  deben ser de polaridad opuesta en el cruce por cero.

2. Para valores altos de  $m_f$ , debe usarse el esquema SPWM sincronizado, sobre todo si la carga es un motor, pues los armónicos de baja frecuencia podrán generar corrientes altas. Además, los comentarios de la Sección (1.7.1) son aplicados.
3. Durante la sobremodulación ( $m_a > 1,0$ ), independientemente del valor de  $m_f$ , las condiciones pertinentes para un valor bajo de  $m_f$  deberán ser observadas.

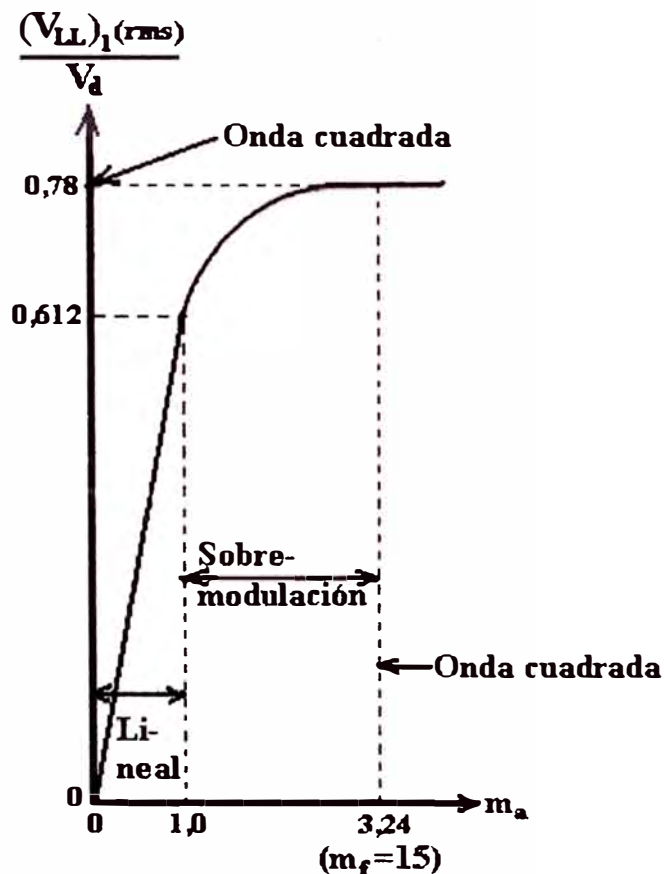


Figura 1.16. Inversor trifásico;  $(V_{LL})_1(rms)/V_a$  como función de  $m_a$ .

### 1.10.1 Modulación lineal en los inversores trifásicos.

En la región ( $m_a < 1.0$ ), la componente fundamental de la tensión de salida varía linealmente con el índice de la amplitud  $m_a$ . De la Figura 1.7(b) y la Figura 1.14(b), la amplitud de la fundamental en uno de los brazos del inversor es:

$$(V_{AO})_1 = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (1.36)$$

Por tanto, la tensión eficaz de línea de la fundamental, debido al desfase de  $120^\circ$  entre las tensiones de fases, puede ser escrito como:

$$\begin{aligned} (V_{LL})_{1(rms)} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot (V_{AO})_1 \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1.0) \\ &\approx 0,612 \cdot m_a \cdot V_d \end{aligned} \quad (1.37)$$

### 1.10.2 Sobremodulación en los inversores trifásicos.

En la sobremodulación, la amplitud de la señal de control (onda senoidal) puede ser mayor que la amplitud de la onda triangular de referencia. A diferencia de la región lineal, en este modo de operación, la amplitud de la frecuencia fundamental no es proporcional con  $m_a$ . Esto es mostrado en la Figura 1.16, donde el valor eficaz de la fundamental en la línea  $(V_{LL})_{1(rms)}$  es dibujado como función de  $m_a$ . Similar al PWM monofásico, para valores de

$m_a$  lo suficientemente grandes, la tensión de salida degenera en una onda cuadrada.

En la región de sobremodulación, comparada con la región lineal, muchas más componentes armónicas aparecen como bandas laterales, alrededor de las frecuencias de los armónicos de  $m_f$  y sus múltiplos. Sin embargo, los componentes armónicos pueden no ser tan grandes como en la región lineal. Por lo tanto, las pérdidas de potencia en la carga debido a los armónicos, puede no ser tan grande en la región de sobremodulación, como la presencia de armónicos adicionales podría sugerir. Dependiendo de la naturaleza de la carga y de la frecuencia de conmutación, las pérdidas debido a estos armónicos pueden ser incluso menores que aquellos generados en la región lineal SPWM.

### **1.11 Método para eliminar armónicos.**

Los armónicos indeseables de una onda cuadrada pueden ser eliminados y la componente fundamental de esta tensión también puede ser controlado por este método.

En este método, muescas son creadas en la onda cuadrada a predeterminados ángulos, como se muestra en la Figura 1.17. En la figura, se muestra medio ciclo de salida con simetría de cuarto de onda. Se puede ver que cuatro ángulos  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  y  $\alpha_4$  pueden ser controlados para eliminar tres componentes armónicos y controlar la tensión fundamental.

Un gran número de componentes armónicos pueden ser eliminados si aumentamos el número de muescas en la onda.

Teoría. La serie de Fourier de la onda es:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t)) \quad (1.38)$$

donde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} v(t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} v(t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t)$$

Para una onda con simetría de cuarto de ciclo, solo los armónicos pares con componentes seno existirán. Por lo tanto, los coeficientes serán:

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} v(t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t)$$

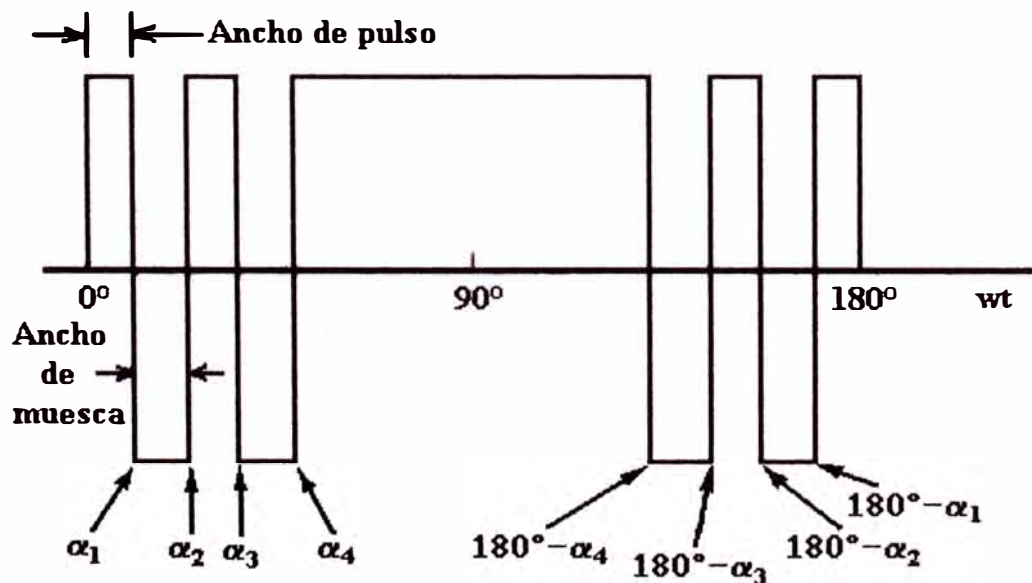


Figura 1.17. Forma de onda de la tensión.



Asumimos que la onda tiene amplitud igual a la unidad, entonces  $b_n$  puede ser expandido como:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} (+1) \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{k-1} \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) + \int_{\alpha_k}^{\pi/2} (+1) \cdot \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) \right] \quad (1.39)$$

Usando la relación:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) = \frac{1}{n} \cdot [\cos(n \cdot \theta_1) - \cos(n \cdot \theta_2)]$$

el primero y último término son:

$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) = \frac{1}{n} \cdot [1 - \cos(n \cdot \alpha_1)] \quad (1.40)$$

$$\int_{\alpha_k}^{\pi/2} (+1) \text{sen}(n \cdot w \cdot t) \cdot d(w \cdot t) = \frac{1}{n} \cdot \cos(n \cdot \alpha_k) \quad (1.41)$$

Sustituyendo los resultados de las Ecuaciones (1.40) y (1.41) en la Ecuación (1.39) e integrando los otros componentes:

$$b_n = \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot [1 + 2(-\cos(n \cdot \alpha_1) + \cos(n \cdot \alpha_2) - \dots + \cos(n \cdot \alpha_k))] \\ = \frac{4}{n \cdot \pi} \left[ 1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^k (-1)^k \cdot \cos(n \cdot \alpha_k) \right] \quad (1.42)$$

Se observa que la Ecuación (1.42) contiene  $k$  variables  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k)$ , entonces un número  $k$  de ecuaciones simultáneas son requeridas para poder resolver dichas ecuaciones y calcular los valores de los ángulos  $\alpha$ .

Con un número  $k$  de ángulos  $\alpha$ , la tensión fundamental puede ser controlada y  $k-1$  armónicos pueden ser eliminados.

Si consideramos, por ejemplo, que el 5to y 7mo armónicos están siendo eliminados y la tensión fundamental está siendo controlada. El 3ro y otro triple armónico pueden ser ignorados si la carga está en estrella con neutro aislado. Aquí  $k = 3$  y las ecuaciones simultáneas pueden ser escritas de la Ecuación (1.42) como sigue:

$$\text{Fundamental: } \frac{4}{\pi} [1 - 2.\cos \alpha_1 + 2.\cos \alpha_2 - 2.\cos \alpha_3]$$

$$\text{5ta armónica: } \frac{4}{5.\pi} [1 - 2.\cos(5.\alpha_1) + 2.\cos(5.\alpha_2) - 2.\cos(5.\alpha_3)] = 0$$

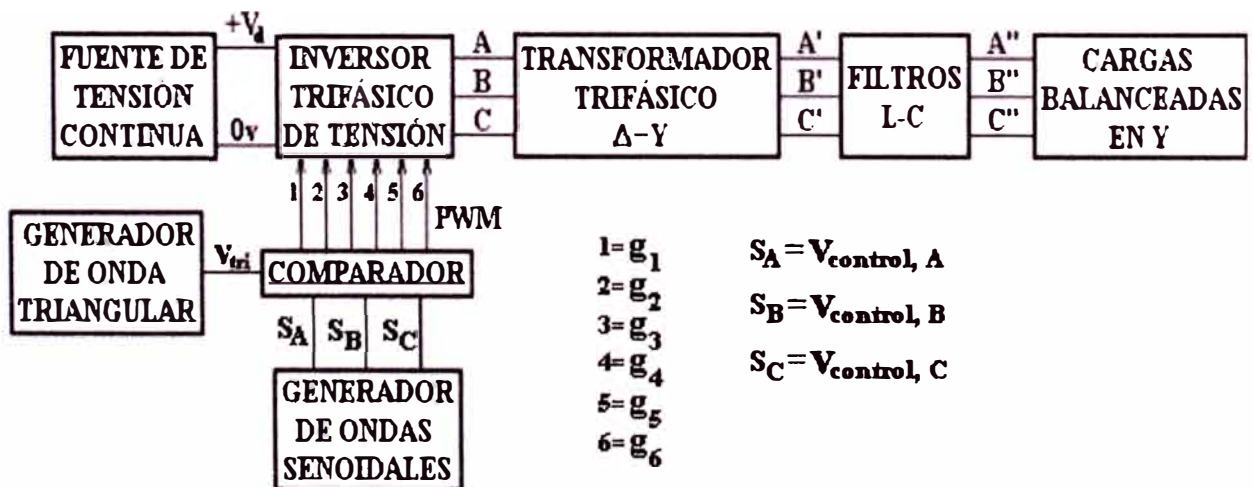
$$\text{7ma armónica: } \frac{4}{7.\pi} [1 - 2.\cos(7.\alpha_1) + 2.\cos(7.\alpha_2) - 2.\cos(7.\alpha_3)] = 0$$

Las anteriores ecuaciones trascendentales no lineales pueden ser resueltas numéricamente por la amplitud fundamental especificada y los ángulos  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  y  $\alpha_3$  pueden ser determinados.

## CAPÍTULO II DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO USADO EN LA SIMULACIÓN

### 2.1 Diagrama de bloques del sistema.

Todo sistema electrónico de potencia se puede dividir en dos grandes bloques o circuitos constitutivos bien diferenciados: circuitos de potencia y circuitos de mando o control. El primero de ellos gobierna, generalmente, unos niveles de tensión y de corriente considerablemente elevados, mientras que el segundo se encarga de realizar el control del primero para lograr en él los efectos deseados. Por el contrario en los circuitos de mando, se manejan niveles de tensión y de corriente reducidas, lo que propicia un manejo de los mismos en gran manera exentos de peligro.



**Figura 2.1. Diagrama de bloques del sistema.**

En la Figura 2.1, se muestra el diagrama de bloques del sistema inversor trifásico de tensión, diseñado mediante el simulador “Simulink de Matlab 5.3”, que posteriormente se procederá a estudiar cada uno de sus bloques.

La tensión continua  $V_d$  que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, la provee el bloque fuente de tensión continua. Los interruptores y los diodos de retroalimentación del bloque inversor trifásico de tensión modelado son bloques IGBTs y diodos respectivamente. Estos interruptores son controlados por las señales lógicas moduladas SPWM, que se generan de la comparación de la onda triangular  $v_{tri}$  y de las tres ondas senoidales  $v_{control,A}$ ,  $v_{control,B}$  y  $v_{control,C}$ . La frecuencia de la onda triangular  $f_s$ , determina la frecuencia de conmutación de los interruptores. Las ondas senoidales se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre si y tienen la misma amplitud  $A_c$  y frecuencia  $f_1$  ( $f_s \gg f_1$ ). La amplitud de la onda triangular  $A_s$  y la amplitud de las ondas senoidales  $A_c$ , determinan el índice de modulación de amplitud  $m_a$ , según la Ecuación (1.21), el cual se encuentra en el rango lineal ( $m_a < 1$ ). La frecuencia de la onda triangular  $f_s$  y la frecuencia de las ondas senoidales  $f_1$ , determinan el índice de modulación de frecuencia  $m_f$ , según la Ecuación (1.22), el cual es un número impar y múltiplo de 3, con el propósito de eliminar a los armónicos pares y algunos armónicos dominantes de las tensiones de línea del bloque inversor trifásico de tensión.

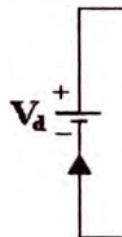
El bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y se encarga de aislar al bloque inversor trifásico de tensión del bloque filtros L-C y a su vez del bloque

cargas balanceadas en Y. Los filtros L-C del bloque filtros L-C, se encargan de atenuar a los armónicos de las tensiones que genera el bloque inversor trifásico de tensión y de ese modo se obtienen las tensiones trifásicas que alimentan a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

## 2.2 Bloque fuente de alimentación.

El bloque fuente de alimentación, nos provee de la tensión continua  $V_d$  ( $V_d = 276 V$ ) que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión.

Para la obtención de la tensión continua  $V_d$ , mediante el simulador, se utiliza el bloque fuente de tensión continua, mostrado en la Figura 2.2.



**Figura 2.2. Bloque fuente de alimentación.**

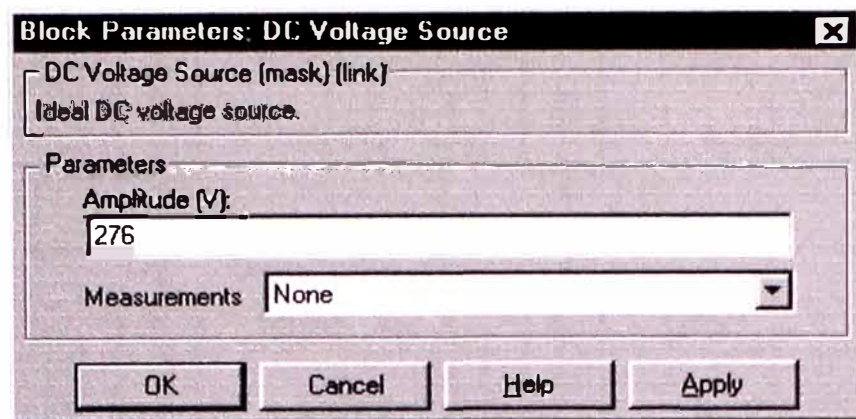
### 2.2.1 Fuente de tensión continua (DC Voltage Source).

#### Descripción

El bloque fuente de tensión continua implementa una fuente de tensión continua ideal. El terminal positivo es la salida y el negativo la entrada.

#### Recuadro de diálogo y parámetros

En la Figura 2.3, se muestra el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las características del bloque fuente de tensión continua.



**Figura 2.3. Recuadro de diálogo.**

### Amplitud (**Amplitude**)

Es el nivel de la tensión continua de la fuente, en voltios (V). En nuestro caso el valor de la amplitud será de 276 V ( $V_d = 276 V$ ).

### Medición (**Measurement**)

Seleccionar: "Voltage" para medir la tensión a través de los terminales del bloque fuente de tensión continua o "None" para no medir. En nuestro caso este parámetro se pone en "None".

## 2.3 Bloque inversor trifásico de tensión.

La configuración de seis interruptores y seis diodos, tal como la que se muestra en la Figura 1.3(a), es la utilizada en el bloque inversor trifásico de tensión implementado mediante el simulador.

Mediante el simulador, se modelaron a los interruptores como bloques IGBTs y a los diodos de retroalimentación como bloques diodos, los cuales componen el bloque inversor trifásico de tensión mostrado en la Figura 2.4.

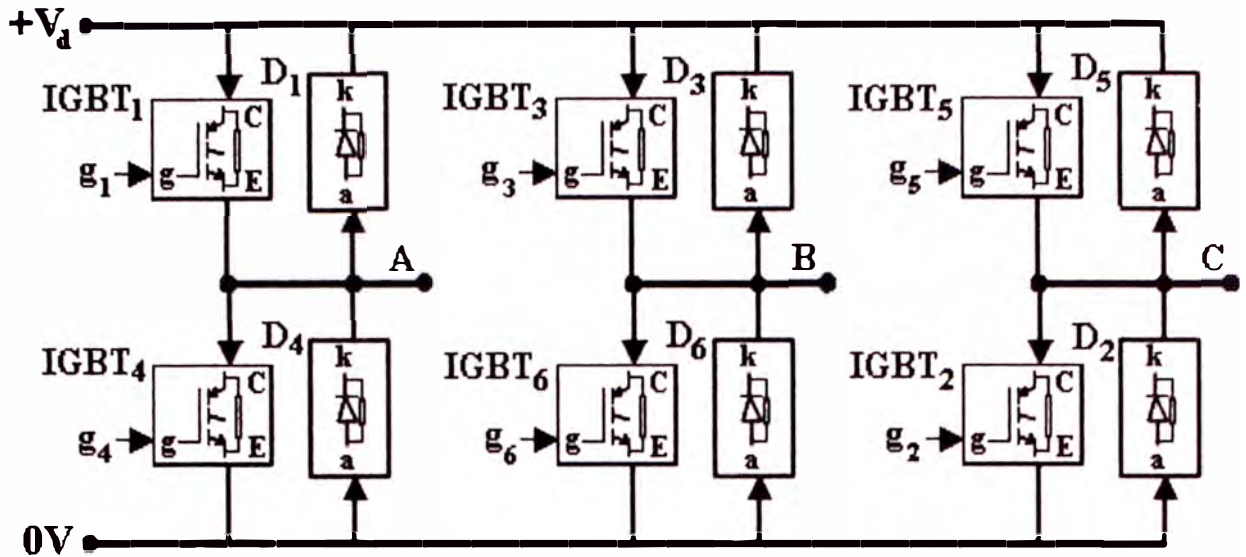


Figura 2.4. Configuración del bloque Inversor.

### 2.3.1 Interruptores (IGBTs).

#### Descripción

El bloque IGBT implementa un dispositivo semiconductor controlado por la señal de la puerta ( $g$ ). Tal como se muestra en la Figura 2.5, el bloque IGBT es simulado como una combinación en serie de un resistor ( $R_{on}$ ), un inductor ( $L_{on}$ ) y una fuente de tensión continua ( $V_f$ ), en serie con un interruptor ( $SW$ ), el cual es controlado por una señal lógica ( $g > 0$  ó  $g = 0$ ).

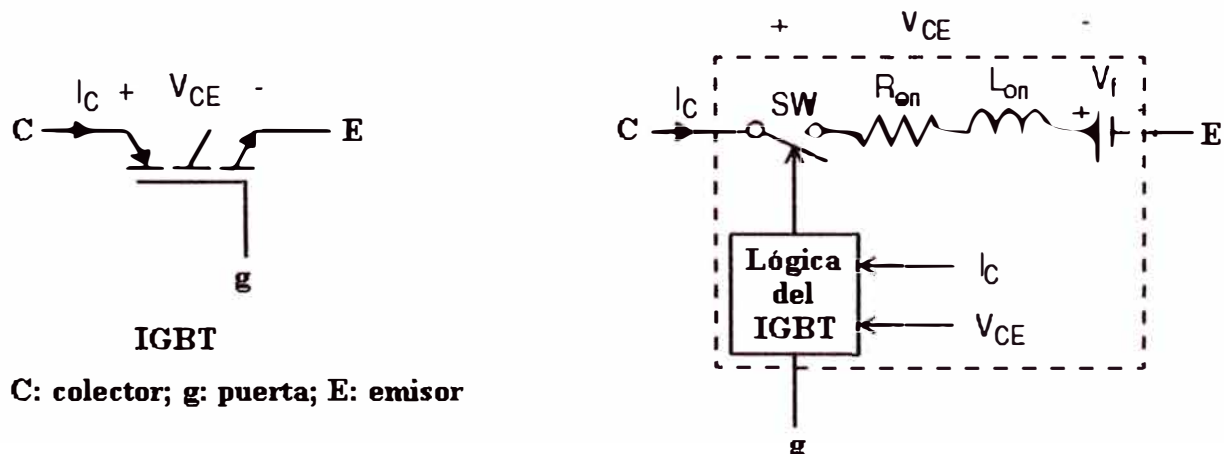
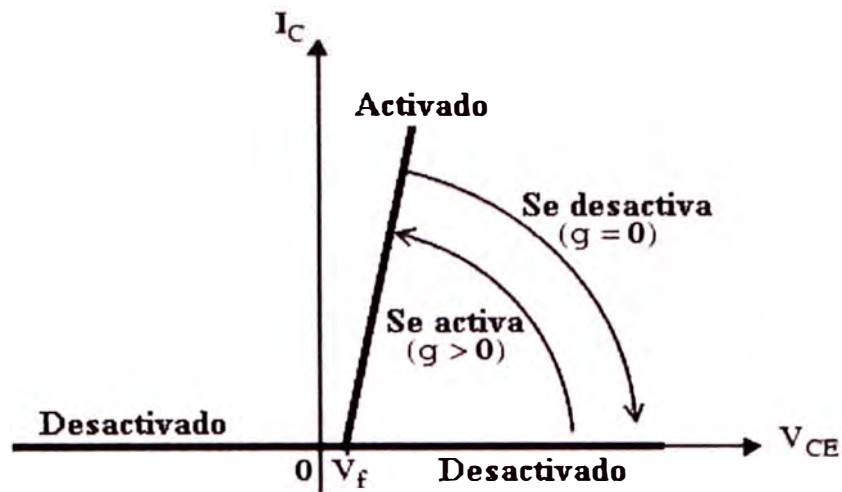


Figura 2.5. Bloque IGBT modelado.

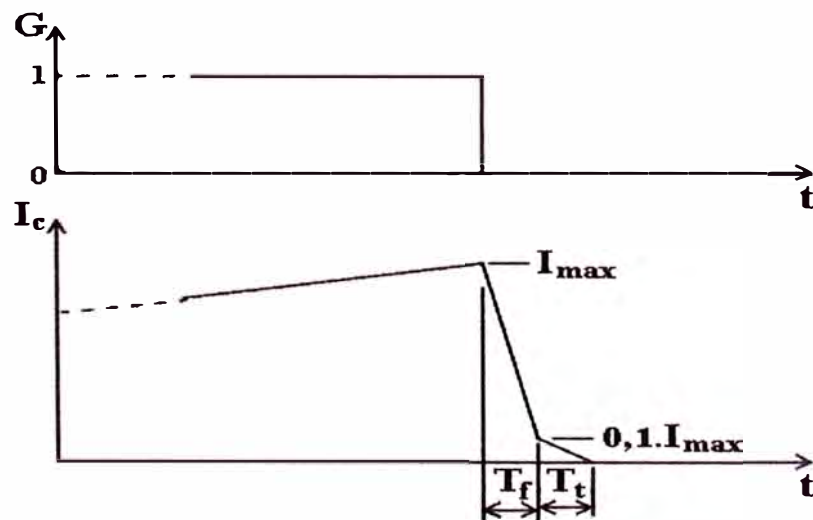


**Figura 2.6. Característica tensión-corriente del IGBT.**

El IGBT se activa cuando la tensión entre el colector y el emisor ( $V_{ce}$ ) es positiva y mayor que  $V_f$  y una señal positiva es aplicada en la entrada de la puerta ( $g > 0$ ), tal como se muestra en la Figura 2.6.

El dispositivo IGBT se desactiva cuando la tensión entre el colector y el emisor es negativa.

El bloque IGBT contiene un circuito de protección  $R_s - C_s$  en serie (snubber circuit), el cual es conectado en paralelo con el dispositivo IGBT.



**Figura 2.7. Característica de desactivación del IGBT.**



La característica de la desactivación del IGBT modelado es aproximada por dos segmentos, según la Figura 2.7. Cuando la señal de la puerta cae a cero, la corriente de colector decrecerá de  $I_{max}$  hasta  $0,1 \cdot I_{max}$  durante el tiempo de caída ( $T_f$ ), y de  $0,1 \cdot I_{max}$  hasta cero durante el tiempo de cola ( $T_t$ ).

### Recuadro de Diálogo y Parámetros

En la Figura 2.8, se observa el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las características del bloque IGBT.

#### Resistencia $R_{on}$ (**Resistance** $R_{on}$ )

Es la resistencia interna  $R_{on}$ , en ohms ( $\Omega$ ). En nuestro caso el valor de la resistencia interna es de  $0,01 \Omega$  ( $R_{on} = 0,01 \Omega$ ).

#### Inductancia $L_{on}$ (**Inductance** $L_{on}$ )

Es la inductancia interna  $L_{on}$ , en henrios (H). Este parámetro no puede ser 0 (cero). En nuestro caso el valor de la inductancia interna es de  $1 \mu\text{H}$  ( $L_{on} = 1 \mu\text{H}$ ).

#### Tensión Umbral $V_f$ (**Forward voltage** $V_f$ )

Es la tensión umbral  $V_f$  del dispositivo IGBT, en voltios (V). En nuestro caso el valor de la tensión umbral es de  $0,8 \text{ V}$  ( $V_f = 0,8 \text{ V}$ ).

#### Tiempo de caída de la corriente $T_f$ (**Current 10% fall time** $T_f$ )

Es el tiempo de caída de la corriente  $T_f$ , en segundos (seg). En nuestro caso el tiempo de caída de la corriente es de  $2 \mu\text{seg}$  ( $T_f = 2 \mu\text{seg}$ ).

**Block Parameters: IGBT** [X]

IGBT (mask) (link)

IGBT in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state the IGBT model has internal resistance ( $R_{on}$ ) and inductance ( $L_{on}$ ). In off-state the IGBT model has infinite impedance. The internal inductance cannot be set to zero.  
Discretization of the IGBT is available only through the Universal Bridge block.

Parameters

Resistance  $R_{on}$  (Ohms):  
100

Inductance  $L_{on}$  (H):  
1e-6

Forward voltage  $V_f$  (V):  
1

Current 10% fall time  $T_f$  (s):  
1e-6

Current 10% fall time  $T_f$  (s):  
1e-6

Current tail time  $T_t$  (s):  
1e-6

Initial current  $I_c$  (A):  
0

Snubber resistance  $R_s$  (Ohms):  
100

Snubber capacitance  $C_s$  (F):  
0.1e-6

OK Cancel Help Apply

**Figura 2.8. Recuadro de diálogo.**

Tiempo de cola de la corriente  $T_t$  (**Current tail time  $T_t$** )

Es el tiempo de cola de la corriente  $T_t$ , en segundos (seg). En nuestro caso el tiempo de cola de la corriente es de 2 useg ( $T_t = 2 \text{ useg}$ ).

Corriente inicial  $I_c$  (**Initial current  $I_c$** )

Se puede especificar una corriente inicial fluyendo en el IGBT. Esta es

usualmente puesta en 0 (cero) para comenzar la simulación con el dispositivo bloqueado. En nuestro caso el valor de la corriente inicial es de 0 A ( $I_c = 0 \text{ A}$ ).

Se puede especificar un valor inicial para la corriente  $I_c$  que corresponda a un estado particular del circuito. En tal caso, todos los estados del circuito lineal deben ser puestos acordadamente. El inicializar todos los estados de un convertidor electrónico de potencia es una tarea compleja. Por lo tanto, esta opción es útil solo con circuitos simples.

**Resistencia del circuito de protección  $R_s$  (Snubber resistance  $R_s$ )**

Es la resistencia del circuito de protección  $R_s$ , en ohms ( $\Omega$ ). Poner este parámetro "inf" (infinito) para eliminar el circuito de protección del modelo. En nuestro caso el valor de la resistencia del circuito de protección es de  $100 \Omega$  ( $R_s = 100 \Omega$ ).

**Capacitancia del circuito de protección  $C_s$  (Snubber capacitance  $C_s$ )**

Es la capacitancia del circuito de protección  $C_s$ , en faradays (F). Poner este parámetro en 0 (cero) para eliminar el circuito de protección, o en "inf" (infinito) para que el circuito de protección sea puramente resistivo. En nuestro caso el valor de la capacitancia del circuito de protección es de  $1\mu\text{F}$  ( $C_s = 1 \mu\text{F}$ ).

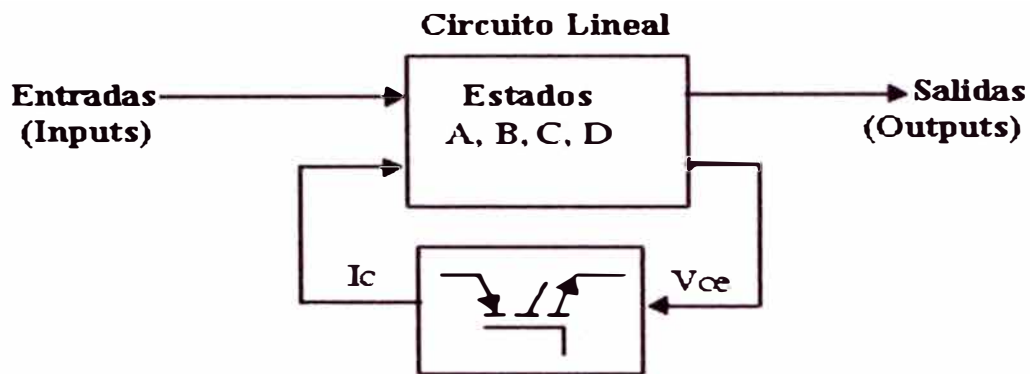
### **Entradas y Salidas (Inputs and Outputs)**

La primera entrada y salida son los terminales del IGBT conectados en el colector ( $c$ ) y emisor ( $e$ ) respectivamente. La segunda entrada ( $g$ ) es una

señal lógica del simulador aplicada a la puerta. La segunda salida es la medida del vector  $[I_c, V_{ce}]$ , que resulta ser el valor de la corriente y la tensión del IGBT en el tiempo.

### Asunciones y Limitaciones

El dispositivo IGBT modelado implementa un macro-modelo del real dispositivo IGBT. En donde no se toma en cuenta la geometría del dispositivo ni el complejo proceso físico.



**Figura 2.9. Conexión del IGBT con circuito lineal.**

El IGBT es modelado como un elemento no lineal conectado mediante una interfase con el circuito lineal, tal como se muestra en la Figura 2.9.

Por consiguiente, para evitar un lazo algebraico, el parámetro inductancia  $L_{on}$  no puede ser 0 (cero).

Cada IGBT adiciona un estado extra al circuito eléctrico modelado. Como el IGBT es modelado como una fuente de corriente, este no puede ser conectado en serie con un inductor, una fuente de corriente, o un circuito abierto, a menos que un circuito de protección (snubber circuit) sea usado.

Los circuitos que contengan dispositivos IGBT individuales no pueden ser discretizados. Sin embargo la discretización es permitida por puentes

IGBT/diodos simulados con el bloque puente universal.

Se debe usar el algoritmo llamado "stiff integrator", para simular los circuitos que contengan IGBTs. "Ode23tb" u "Ode15s" con parámetros por defecto usualmente dan mejor velocidad de simulación.

### 2.3.2 Diodos de retroalimentación (Diode).

#### Descripción

Un diodo es un dispositivo semiconductor que es controlado por su propia tensión y corriente. Cuando un diodo es polarizado directamente ( $V_{ak} > 0$ ), este comienza a conducir con una pequeña tensión directa a través de él. Este se desactiva cuando la corriente que fluye dentro del dispositivo llega a ser cero. Cuando el diodo es polarizado inversamente ( $V_{ak} < 0$ ), este se queda desactivado.

El bloque diodo es simulado como una resistencia ( $R_{on}$ ), una inductancia ( $L_{on}$ ) y una fuente de tensión continua ( $V_f$ ) conectado en serie con un interruptor ( $SW$ ), tal como se muestra en la Figura 2.10. El interruptor es controlado por la tensión  $V_{ak}$  y la corriente  $I_{ak}$ .

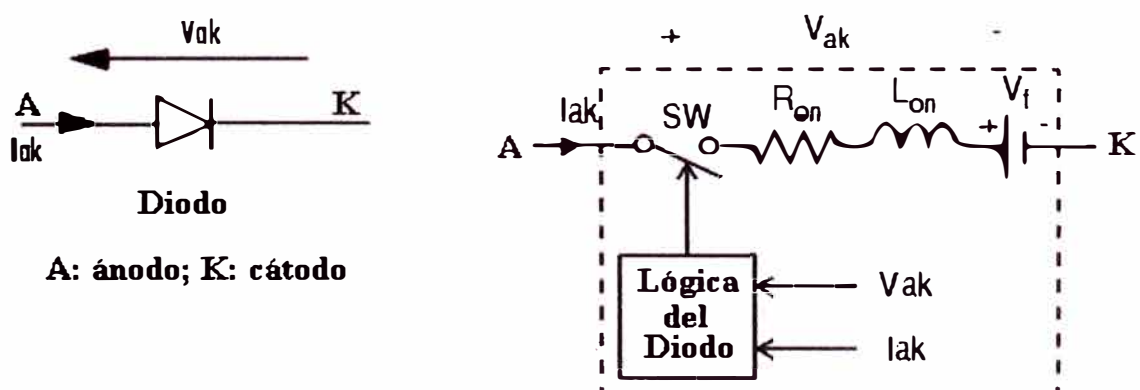
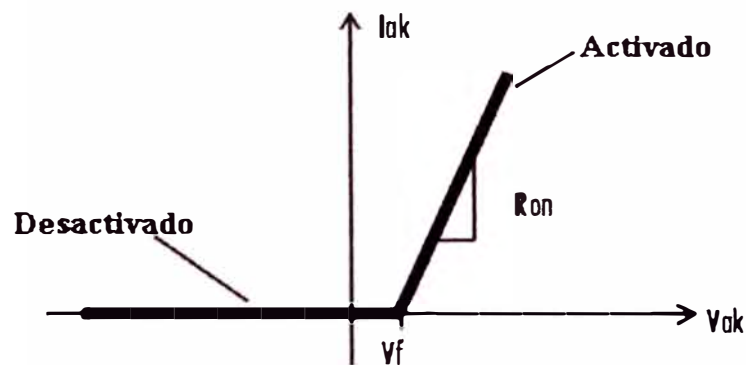


Figura 2.10. Bloque diodo modelado.

El bloque Diodo también contiene un circuito de protección  $R_s - C_s$  en serie (snubber circuit), que puede ser conectado en paralelo con el dispositivo diodo.

La característica estática  $V-I$  del modelo es mostrada en la Figura 2.11.



**Figura 2.11. Característica tensión-corriente del diodo.**

### Recuadro de Diálogo y Parámetros

Según la Figura 2.12, podemos observar el recuadro de diálogo con los parámetros nos que proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las características del bloque diodo.

#### Resistencia $R_{on}$ (**Resistance** $R_{on}$ )

Es la resistencia interna del diodo  $R_{on}$ , en ohms ( $\Omega$ ). Este parámetro no puede ser puesto en 0 (cero) cuando el parámetro inductancia  $L_{on}$  es 0 (cero). En nuestro caso el valor de la resistencia interna es de  $1 \text{ m}\Omega$  ( $R_{on} = 1 \text{ m}\Omega$ ).

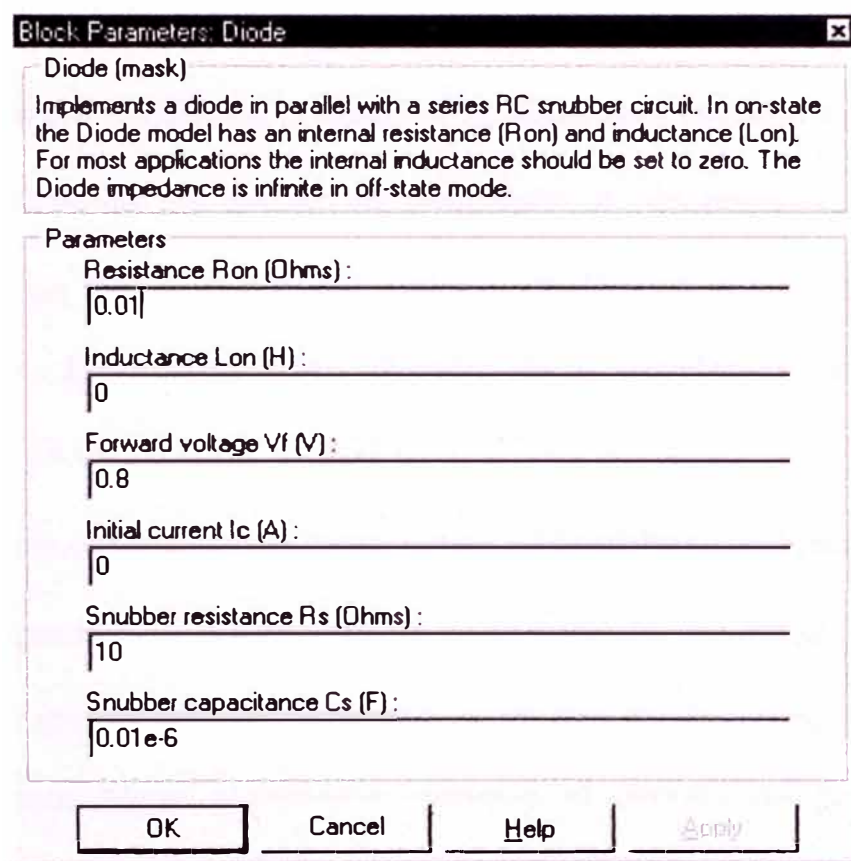
#### Inductancia $L_{on}$ (**Inductance** $L_{on}$ )

Es la inductancia interna del diodo  $L_{on}$ , en henrios (H). Este parámetro no puede ser puesto en 0 (cero) cuando el parámetro resistencia  $R_{on}$  es 0

(cero). En nuestro caso el valor de la inductancia interna es de 0 H ( $L_{on} = 0 \text{ H}$ ).

### Tensión Umbral $V_f$ (Forward voltaje $V_f$ )

Es la tensión umbral  $V_f$  del dispositivo diodo, en voltios (V). En nuestro caso el valor de la tensión umbral es de 0,8 V ( $V_f = 0,8 \text{ V}$ ).



**Figura 2.12. Recuadro de diálogo.**

### Corriente inicial $I_c$ (Initial current $I_c$ )

Cuando el parámetro inductancia  $L_{on}$  es mayor que 0 (cero), se puede especificar una corriente inicial que fluye por el dispositivo diodo.

Usualmente es puesto en 0 (cero) para comenzar la simulación con el

dispositivo diodo bloqueado. En nuestro caso el valor de la corriente inicial es de 0 A ( $I_c = 0 \text{ A}$ ).

Se puede especificar un valor inicial para la corriente  $I_c$  que corresponda a un estado particular del circuito. En tal caso todos los estados del circuito lineal deben estar puestos acordadamente. Inicializar todos los estados de un conversor electrónico de potencia es una tarea compleja. Por lo tanto, esta opción es útil solo con circuitos simples.

Resistencia del circuito de protección  $R_s$  (**Snubber resistance  $R_s$** )

Es la resistencia del circuito de protección  $R_s$ , en ohms ( $\Omega$ ). Poner este parámetro en "inf" (infinito) si se desea eliminar el circuito de protección del modelo. En nuestro caso el valor de la resistencia del circuito de protección es de 10  $\Omega$  ( $R_s = 10 \text{ } \Omega$ ).

Capacitancia del circuito de protección  $C_s$  (**Snubber capacitance  $C_s$** )

Es la capacitancia del circuito de protección  $C_s$ , en faradios (F). Poner este parámetro en 0 (cero) para eliminar el circuito de protección, o en "inf" (infinito) para hacer puramente resistivo al circuito de protección. En nuestro caso el valor de la capacitancia del circuito de protección es de 1  $\mu\text{F}$  ( $C_s = 1 \text{ } \mu\text{F}$ ).

### **Entradas y Salidas (Inputs and Outputs)**

La entrada del dispositivo diodo es el ánodo ( $a$ ) y la primera salida es el cátodo ( $k$ ). La segunda salida ( $m$ ) es la medida del vector  $[I_{ak}, V_{ak}]$ , el cual nos da los valores de la corriente y de la tensión del diodo en el tiempo.



## Asunciones y Limitaciones

El bloque Diodo implementa un macro-modelo de un dispositivo diodo. Este no toma en cuenta la geometría del dispositivo ni el complejo proceso físico que fundamenta el cambio de estado. La corriente de fuga en el estado de bloqueo y la corriente (negativa) inversa recuperada no se consideran. En muchos circuitos, el no considerar a la corriente inversa no afecta la conversión ni otras características del dispositivo.

Dependiendo del valor de la inductancia  $L_{on}$ , el diodo es modelado como una fuente de corriente ( $L_{on} > 0$ ) ó como un circuito de topología variable ( $L_{on} = 0$ ).

Si el dispositivo diodo es modelado como una fuente de corriente, el bloque diodo no puede ser conectado en serie con un inductor, una fuente de corriente, o un circuito abierto, a menos que se utilice un circuito de protección (snubber circuit).

Se debe usar el algoritmo llamado "stiff integrator" para simular los circuitos que contengan diodos. "Ode23tb" u "Ode15s" con los parámetros por defecto usualmente dan mejor velocidad de simulación.

### 2.4 Bloque generador de onda triangular.

El bloque generador de onda triangular, nos provee de la onda triangular  $v_{tri}$ , con la amplitud  $A_s$  de 1,2 V ( $A_s = 1,2 V$ ) y la frecuencia  $f_s$  de 20.340 Hz ( $f_s = 20.340 Hz$ ). La onda triangular  $v_{tri}$  interviene en la técnica de modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) utilizada en la simulación.

Para la obtención de la onda triangular  $v_{tri}$ , mediante el simulador, se integra una onda cuadrada que posee la amplitud de 97.632 V y la frecuencia de 20.340 Hz. Tal como se muestra en la Figura 2.13, se utilizan los bloques: generador de pulsos, constante, sumador e integrador.

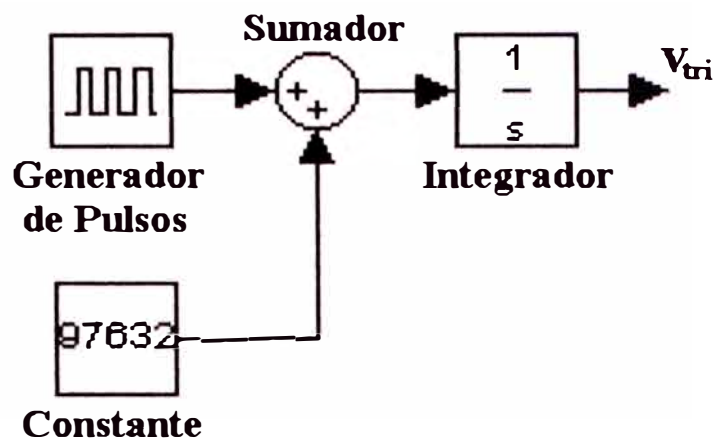


Figura 2.13. Configuración del bloque generador.

#### 2.4.1 Generador de pulsos (Pulse Generator).

##### Descripción

El bloque generador de pulsos, genera una serie de pulsos a intervalos regulares.

##### Recuadro de Diálogo y Parámetros

Según la Figura 2.14, podemos observar el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las características del bloque generador de pulsos.

##### Periodo (**Period**)

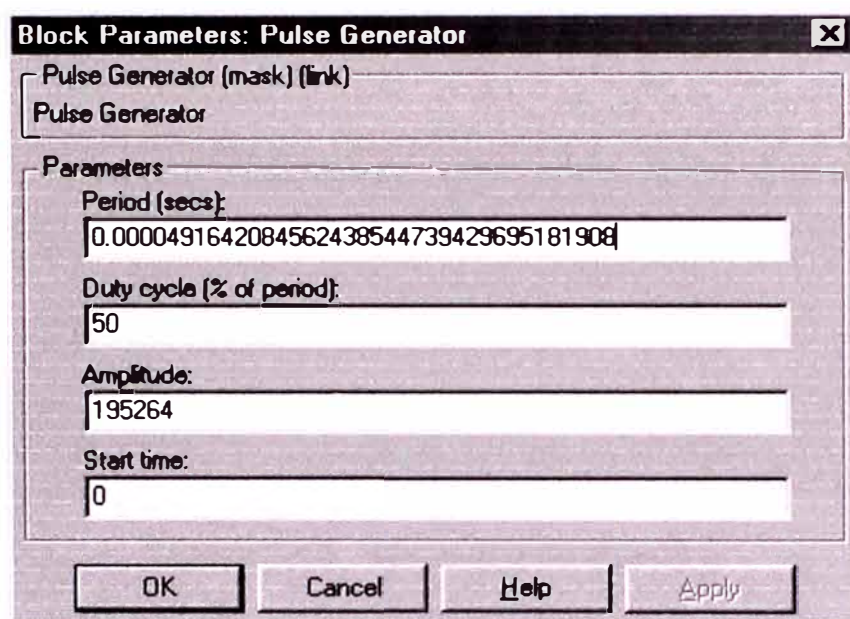
Es el periodo de los pulsos en segundos (seg). Por defecto es de 1 seg.

En nuestro caso el periodo es de 49,1642 useg ( $T_s = 49,1642 \text{ useg}$ ), con el

propósito de que la frecuencia de accionamiento de los interruptores ( $f_s$ ) sea de 20.340 Hz ( $f_s = 1/T_s = 20.340 \text{ Hz}$ ).

### Ciclo útil (**Duty cycle**)

Es el porcentaje del periodo en el cual la señal tiene un valor mayor que 0 (cero). En nuestro caso el ciclo útil es de 50%.



**Figura 2.14. Recuadro de diálogo.**

### Amplitud (**Amplitude**)

Es la amplitud del pulso. En nuestro caso el valor de la amplitud del pulso es de 195.264, con el propósito de que la amplitud de la onda triangular sea de 1,2 ( $A_s = 1,2 \text{ V}$ ).

### Tiempo de inicio (**Star time**)

Es el retraso antes que el pulso sea generado, en segundos (seg). En nuestro caso el valor del tiempo de inicio es de 0 seg.

## 2.4.2 Constante (Constant).

### Descripción

La constante genera un valor específico real independiente del tiempo.

### Recuadro de Diálogo y Parámetro

En la Figura 2.15, se observa el recuadro de diálogo con el parámetro que nos proporciona el simulador. Este parámetro determina la característica del bloque constante.

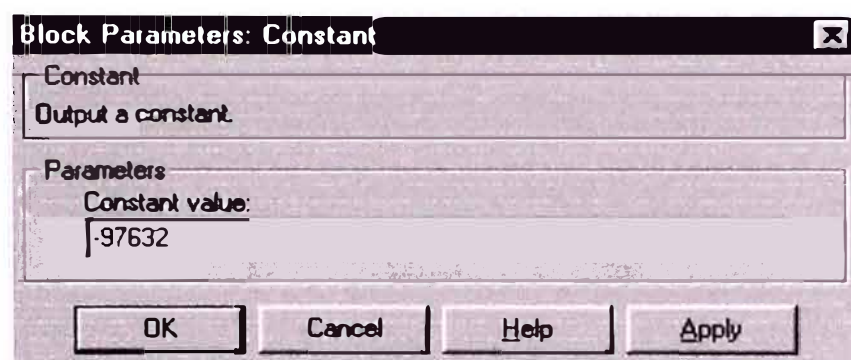


Figura 2.15. Recuadro de diálogo.

### Valor constante (Constant value)

Es el valor específico que toma la constante. En nuestro caso el valor constante es de -97.632.

## 2.4.3 Sumador (Sum).

### Descripción

El sumador adiciona los valores de entrada en el tiempo.

### Recuadro de Diálogo y Parámetros

En la Figura 2.16, se observa el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las caracte-

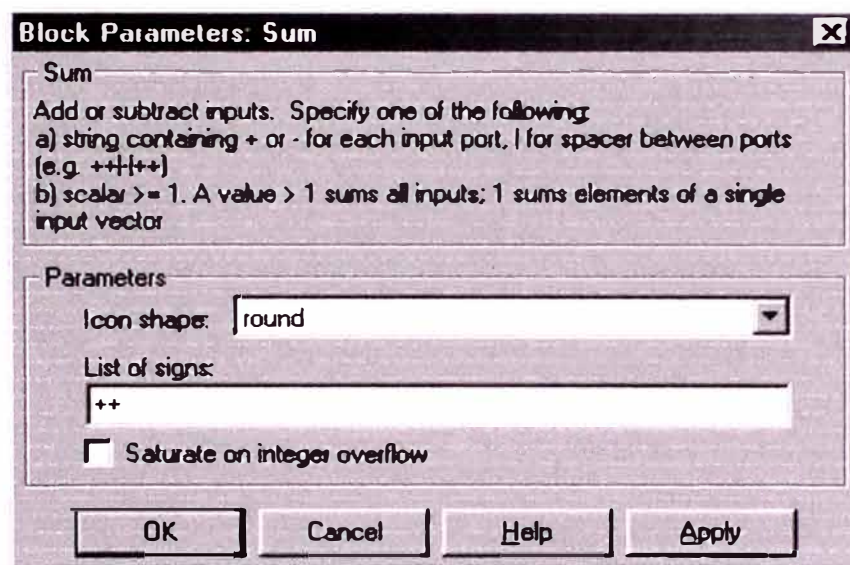
características del bloque sumador.

#### Forma del icono (**Icon shape**)

Es la forma del icono del sumador, puede ser circular o rectangular. En nuestro caso este parámetro es indiferente.

#### Lista de signos (**List of signs**)

Es la lista de signos ("++", "+-", "-+" ó "--"), especifica los signos de los valores de las entradas que serán sumadas. En nuestro caso en la lista de signos se usa "++".



**Figura 2.16. Recuadro de diálogo.**

### 2.4.4 Integrador (Integrator).

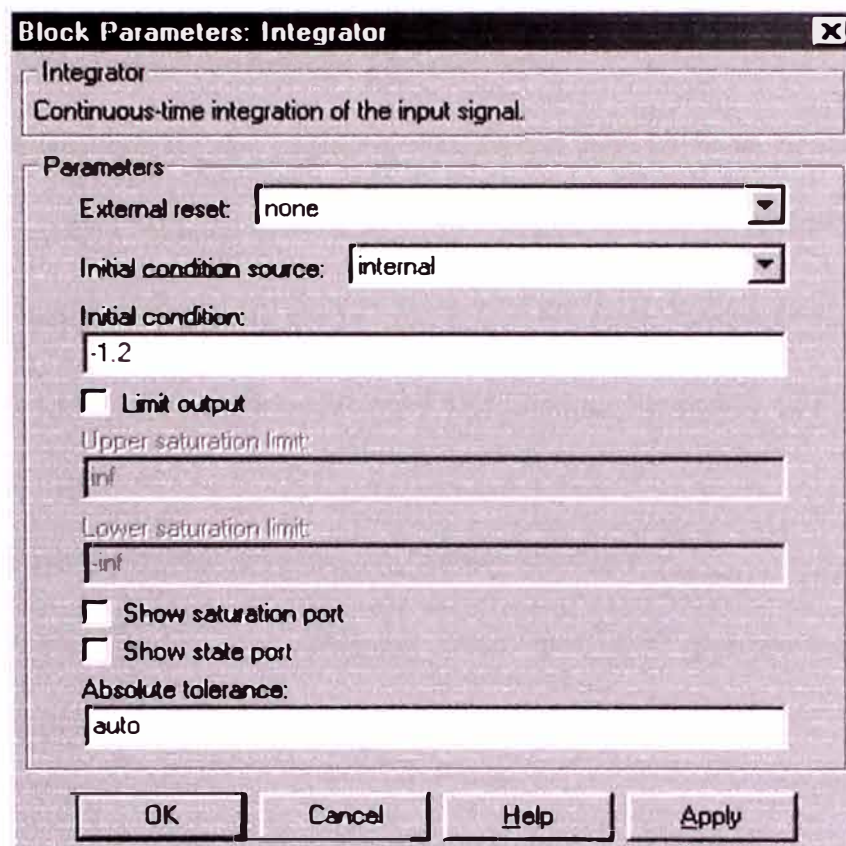
#### Descripción

El integrador integra la señal de entrada. La salida del integrador es simplemente su resultado, la integral. El integrador nos permite:

- Definir las condiciones iniciales en el recuadro de diálogo.
- Definir los límites superior e inferior de la integral.

## Recuadro de Diálogo y Parámetros

Según la Figura 2.17, podemos observar el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las características del bloque integrador.



**Figura 2.17. Recuadro de diálogo.**

### Fuente de condición inicial (**Initial condition source**)

Según este parámetro se obtienen los estados: internamente, si se elige "internal", o externamente, si se elige "external". En nuestro caso en la fuente de condición inicial se elige "internal".

### Condición inicial (**Initial Condition**)

Es la condición inicial de su estado. Es un valor interno. En nuestro caso

el valor de la condición inicial es de -1,2.

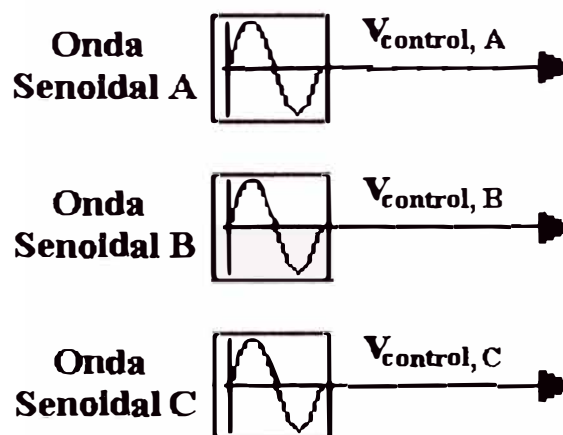
### Tolerancia absoluta (**absolute tolerance**)

Para tolerar absolutamente los estados de los bloques. Por defecto es “auto”. En nuestro caso la tolerancia absoluta se pone en “auto”.

## 2.5 Bloque generador de ondas senoidales.

El bloque generador de ondas senoidales, nos provee de las tres ondas senoidales  $v_{control,A}$ ,  $v_{control,B}$  y  $v_{control,C}$ , las cuales tienen la amplitud  $A_c$  de 1 V ( $A_c = 1 V$ ) y la frecuencia  $f_1$  de 60 Hz ( $f_1 = 60 Hz$ ). Estas ondas senoidales intervienen en la modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM) utilizada en la simulación.

Para la obtención de las tres ondas senoidales  $v_{control,A}$ ,  $v_{control,B}$  y  $v_{control,C}$ , mediante el simulador, se utilizan tres bloques generadores de onda senoidal, tal como se muestra en la Figura 2.18.



**Figura 2.18. Configuración del bloque generador.**

### 2.5.1 Onda senoidal (Sine Wave).

#### Descripción

El bloque onda senoidal nos provee de una senoide.

La salida del bloque onda senoidal esta determinado por:

$$y = \text{Amplitud} \times \text{sen}(\text{frecuencia} \times \text{tiempo} + \text{fase})$$

#### Recuadro de diálogo y parámetros

Según la Figura 2.18, se observa el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador. Estos parámetros determinan las características del bloque onda senoidal.

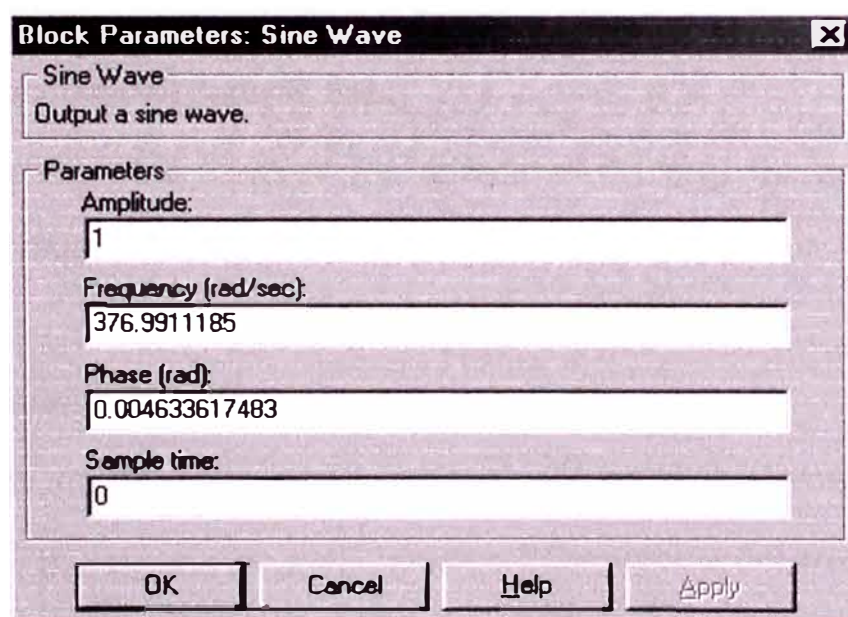


Figura 2.18. Recuadro de diálogo.

#### Amplitud (**Amplitude**)

Es la amplitud de la señal. Por defecto es 1. En nuestro caso el valor de la amplitud de la señal es 1 ( $A_c = 1$ ,  $A_c < A_s$ ), con el propósito de trabajar en el rango lineal ( $m_a < 1$ ).



### Frecuencia (**Frequency**)

Es la frecuencia, en radianes/segundo (rad/seg). Por defecto es 1rad/seg. En nuestro caso el valor de la frecuencia es de 377 rad/seg ( $f_1 = 377 \text{ rad/seg} = 60 \text{ Hz}$ ).

### Fase (**Phase**)

Es el cambio de fase, en radianes (rad). Por defecto es 0 rad. En nuestro caso, debido a que tenemos a las tres ondas senoidales desfasadas  $2\pi/3$  rad una con respecto a la otra y además sincronizadas con la onda triangular ( $v_{tri}$ ), los valores de las fases de las ondas senoidales son: 0,0046336 rad, 2,0990287 rad y 4,1934238 rad.

### Tiempo de muestra (**Sample time**)

Es el periodo de la muestra. Por defecto es 0 (cero). En nuestro caso el tiempo de muestra es 0 (cero).

## 2.6 Bloque comparador.

El bloque comparador, nos provee de las señales lógicas moduladas (SPWM):  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$ ,  $g_4$ ,  $g_5$  y  $g_6$ . Los seis interruptores del inversor trifásico de tensión, los cuales son modelados por bloques IGBTs, requieren de estas señales lógicas moduladas (SPWM) para su control.

Para la obtención de las seis señales lógicas moduladas de control (SPWM), se compara la onda triangular  $v_{tri}$  con las tres ondas senoidales  $v_{control,A}$ ,  $v_{control,B}$  y  $v_{control,C}$ . Del resultado de la comparación se obtienen tres señales lógicas moduladas de control (SPWM):  $g_1$ ,  $g_3$  y  $g_5$ . Las otras tres

señales lógicas moduladas de control (SPWM):  $g_2$ ,  $g_4$  y  $g_6$ , resultan de la negación de las tres primeras, tal como se muestra en la Figura 2.20. Se utilizan tres bloques operador relacional y tres bloques operador lógico.

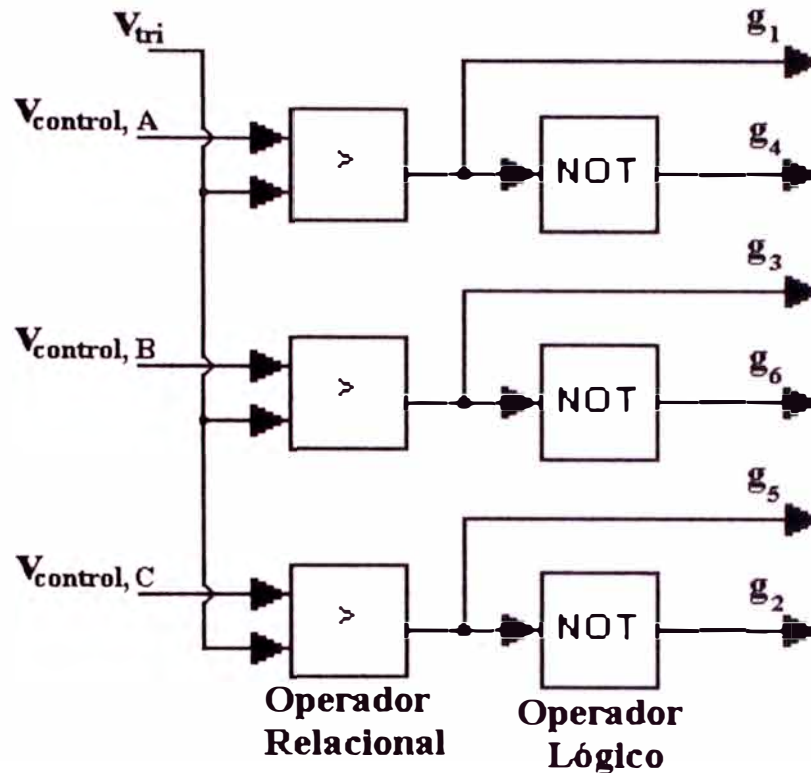


Figura 2.20. Configuración del bloque comparador.

### 2.6.1 Operador relacional (Relational Operator).

#### Descripción

El bloque operador relacional, ejecuta una operación relacional con sus dos entradas y produce una salida verdadera o falsa.

Si el resultado es verdadero, la salida es 1 (uno); si es falso, la salida es 0 (cero).

#### Recuadro de diálogo y parámetros

Según la Figura 2.21, se observa el recuadro de diálogo con el paráme-

parámetro que nos proporciona el simulador, este parámetro determina las características del bloque operador relacional.



**Figura 2.21. Recuadro de diálogo.**

### Operador (**Operator**)

Es el operador relacional que será aplicado a las entradas del bloque.

En nuestro caso se utiliza el operador relacional: ">" (mayor que).

## 2.6.2 Operador lógico (Logical Operator).

### Descripción

El bloque operador lógico, ejecuta cualquiera de las operaciones lógicas ("AND", "OR", "NAND", "NOR", "XOR" y "NOT") con sus entradas.

La salida es 1 (uno) si el resultado es verdadero y es 0 (cero) si es falso.

### Recuadro de diálogo y parámetros

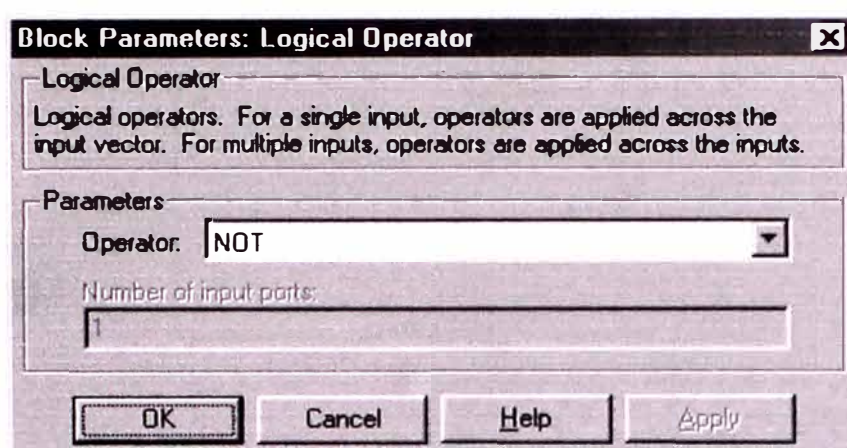
Según la Figura 2.22, se observa el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador, estos parámetros determinan las características del bloque operador lógico.

### Operador (**Operator**)

Es el operador lógico que se aplica a las entradas del bloque. En nuestro caso el operador utilizado es "NOT".

### Número de puertos de entrada (**Number of input ports**)

Es el número de entradas del bloque. El valor debe ser apropiado al operador seleccionado. En nuestro caso es 1 (una sola entrada).



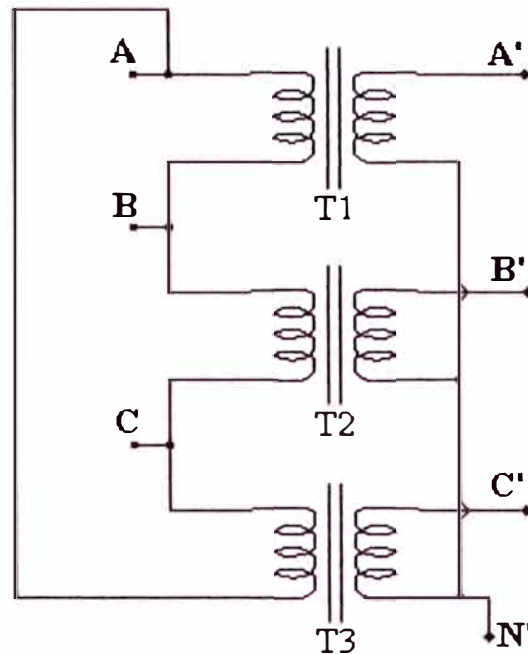
**Figura 2.22. Recuadro de diálogo.**

### 2.7 Bloque transformador trifásico $\Delta$ -Y.

El bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, nos permite aislar al bloque inversor trifásico de tensión del bloque filtros L-C, con la finalidad de reducir el ruido de tipo eléctrico en la salida del sistema inversor trifásico de tensión (cargas balanceadas en Y), y de ese modo proteger al circuito del bloque inversor trifásico de tensión de un posible cortocircuito en la salida del sistema inversor trifásico de tensión.

Para implementar el bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, mediante el simulador, en nuestro caso se utiliza un solo bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y, cuya configuración se muestra en la Figura 2.23.

El neutro N' del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, mostrado en la Figura 2.23, debe conectarse a tierra.



**Figura 2.23. Configuración del bloque.**

### 2.7.1 Transformador lineal $\Delta$ -Y (Lineal transformer $\Delta$ -Y).

#### Descripción

El bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y, consiste de tres transformadores monofásicos de las mismas características, los cuales se conectan entre sí, para darnos la configuración delta en el primario y estrella en el secundario. El secundario del bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y se conecta en estrella, con el fin de eliminar las armónicas múltiplos de tres ( $n = 3, 6, 9, \dots$ ) que aparecen en las tensiones del primario del bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y. En el modelo se toma en cuenta la resistencia de los devanados, la inductancia de entrada y de salida, así como también la magnetización característica del núcleo ( $R_m, L_m$ ), la cual se modela para un tramo lineal.

Con el fin de cumplir con la práctica industrial, se debe especificar la resistencia  $R_{(pu)}$  e inductancia  $L_{(pu)}$  de los devanados en "p.u." (per unit). Los

valores “p.u.” se basan en razón de la potencia nominal del transformador  $P_n$ , en VA, la frecuencia nominal  $f_n$ , en Hz, y la tensión nominal  $V_n$ , en Vrms, del devanado correspondiente. Para cada devanado los “p.u.” de resistencia e inductancia son definidos como:

$$R_{(pu)} = \frac{R_{(\Omega)}}{R_{base}}$$

$$L_{(pu)} = \frac{L_{(H)}}{L_{base}}$$

La resistencia base e inductancia base utilizada en cada devanado, son:

$$R_{base} = \frac{(V_n)^2}{P_n}$$

$$L_{base} = \frac{R_{base}}{2.\pi.f_n}$$

Para la resistencia  $R_m$  e inductancia  $L_m$  de magnetización, los valores “p.u.” se basan en razón de la potencia y en la tensión nominal del devanado. Al especificar una corriente de magnetización de 0,2% (resistiva e inductiva) basado en la corriente nominal se debe poner valores "p.u." de  $1/0,002 = 500$  para la resistencia y la inductancia de la rama magnetizada.

### **Recuadro de diálogo y parámetros**

Según la Figura 2.24, se observa el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador, estos parámetros determinan las características del bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y.

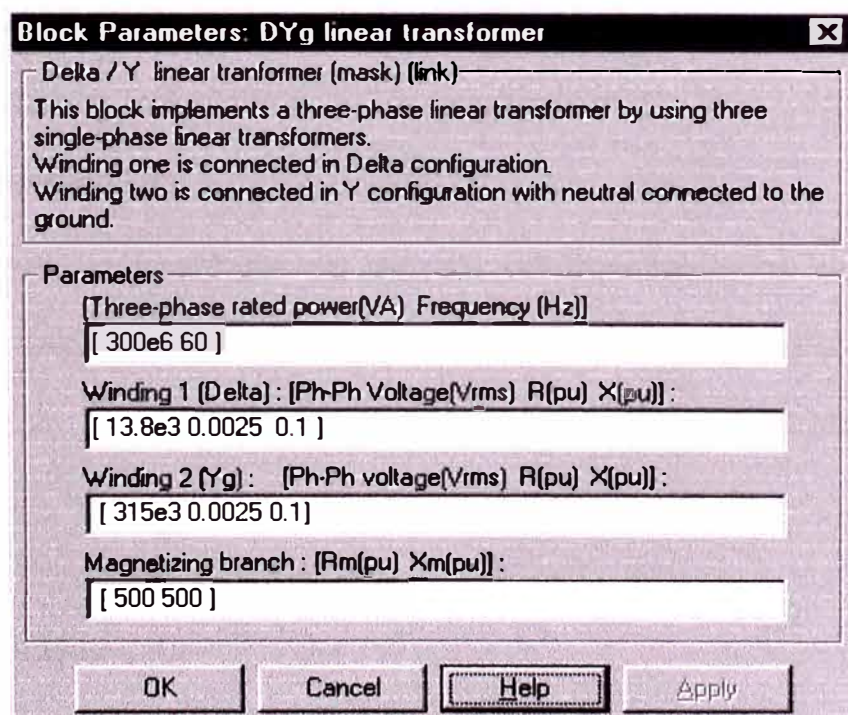
#### **Potencia y frecuencia nominal (Nominal power and frequency)**

La razón de potencia nominal  $P_n$ , en voltios amperios (V.A), y frecuencia

nominal  $f_n$ , en hertz (Hz), del transformador. En nuestro caso el valor de la potencia nominal es de 500 KVA ( $P_n = 500 \text{ KVA}$ ) y de la frecuencia nominal es de 60 Hz ( $f_n = 60 \text{ Hz}$ ).

#### Parámetros del devanado 1 ( $\Delta$ ) (**Winding 1 ( $\Delta$ ) parameters**)

La tensión nominal  $V_{n1}$  en voltios rms ( $V_{rms}$ ), resistencia e inductancia de entrada en "p.u.". Los valores "p.u." se basan en la potencia nominal  $P_n$  y en la tensión nominal  $V_{n1}$ . En nuestro caso el valor de la tensión nominal es de 200  $V_{rms}$  ( $V_{n1} = 200 \text{ V}_{rms}$ ), el valor de la resistencia e inductancia de entrada en "p.u." son 0,002 y 0,05 respectivamente ( $R_{1(pu)} = 0,002$  y  $L_{1(pu)} = 0,05$ ). Por consiguiente, el primario del transformador lineal  $\Delta$ -Y modelado, tiende a ser ideal.



**Figura 2.24. Recuadro de diálogo.**

### Parámetros del devanado 2 (Y) (**Winding 2 (Y) parameters**)

La tensión nominal  $V_{n2}$  en voltios rms ( $V_{rms}$ ), resistencia e inductancia de salida en "p.u.". Los "p.u." valores se basan en la potencia nominal  $P_n$  y en la tensión nominal  $V_{n2}$ . En nuestro caso el valor de la tensión nominal es de 200  $V_{rms}$  ( $V_{n2} = 200 V_{rms}$ ), el valor de la resistencia e inductancia de salida en "p.u." son 0,002 y 0,05 respectivamente ( $R_{2(pu)} = 0,002$  y  $L_{2(pu)} = 0,05$ ). Por lo tanto, el secundario del transformador lineal  $\Delta$ -Y modelado, también tiende a ser ideal.

### Resistencia y reactancia de magnetización (**Magnetization resistance and reactance**)

La resistencia e inductancia de magnetización simulan las pérdidas activas y reactivas del núcleo, ambas en "p.u.". Los "p.u." valores se basan en la potencia nominal y en la tensión nominal. En nuestro caso el valor de la resistencia e inductancia de magnetización en "p.u." son 150 y 150 respectivamente ( $R_m = 150$  y  $L_m = 150$ ).

**Nota:** Para implementar un modelo de transformador ideal, se debe poner los valores "p.u." de la resistencia e inductancia de los devanados en 0 (cero), y la resistencia e inductancia de magnetización en "inf" (infinito).

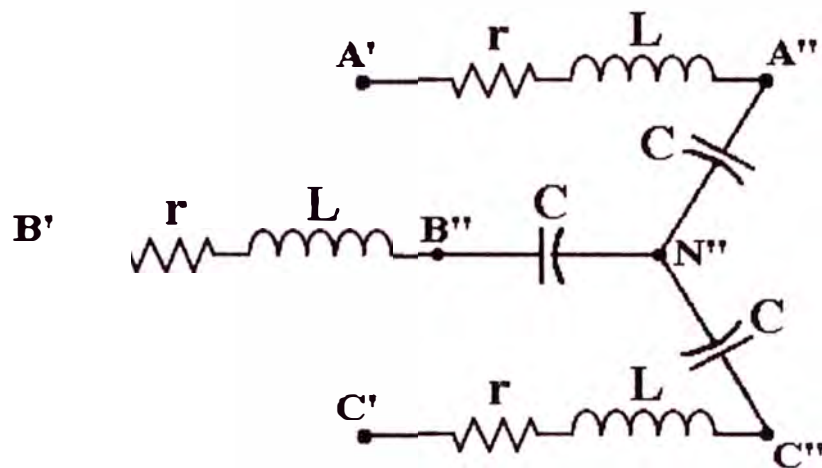
## 2.8 Bloque filtros L-C.

El bloque filtros L-C, se encarga de atenuar a los armónicos que existen en las tensiones del secundario del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y,



dejando pasar a la tensión que posee la frecuencia fundamental  $f_1$  ( $f_1 = 60 \text{ Hz}$ ).

En la configuración del bloque filtros L-C, que se muestra en la Figura 2.25, se utilizan seis bloques rama en serie R-L-C: tres ramas resistivas e inductivas (A'A'', B'B'' y C'C'') y tres ramas puramente capacitivas (A''N'', B''N'' y C''N'').



**Figura 2.25. Configuración del bloque filtros L-C.**

El neutro N'' del bloque filtros L-C, mostrado en la Figura 2.25, puede conectarse a tierra.

### 2.8.1 Rama en serie R-L-C (Series R-L-C Branch).

#### Descripción

El bloque rama en serie R-L-C implementa una sola resistencia, inductancia o capacitancia, o una combinación en serie de estos. Para eliminar de la rama la resistencia, la inductancia o la capacitancia, los valores de los parámetros R, L, y C deben de ser 0 (cero), 0 (cero) e "inf" (infinito) respectivamente.

### Recuadro de diálogo y parámetros

Según la Figura 2.26, se observa el recuadro de diálogo con los parámetros que nos proporciona el simulador, estos parámetros determinan las características del bloque rama en serie R-L-C.

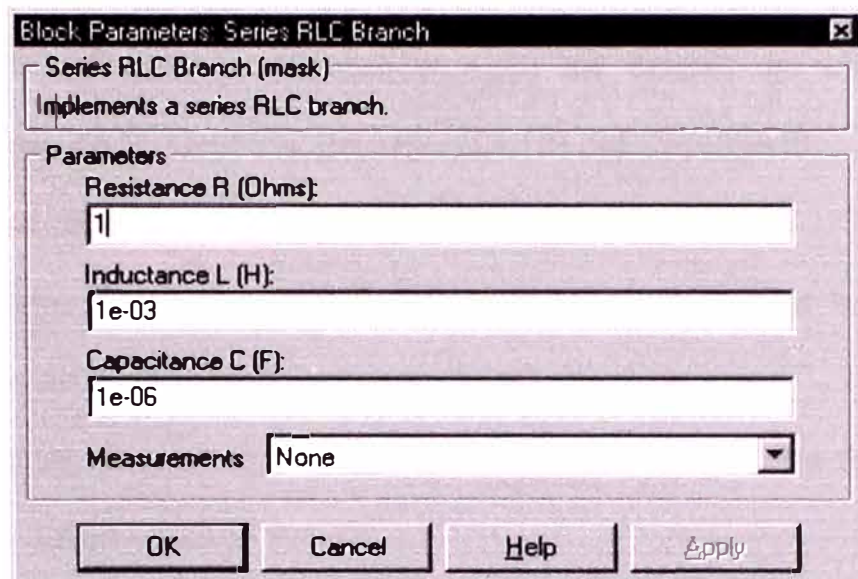


Figura 2.26. Recuadro de diálogo.

#### Resistencia $R$ (**Resistance $R$** )

Es la resistencia de la rama, en ohms ( $\Omega$ ). En nuestro caso, para las ramas A'A", B'B" y C'C", el valor de la resistencia es de  $0,1 \Omega$  ( $r = 0,1 \Omega$ ), y para las ramas A"N", B"N" y C"N", el valor de la resistencia es de  $0 \Omega$ .

#### Inductancia $L$ (**Inductance $L$** )

Es la inductancia de la rama, en henrios (H). En nuestro caso, para las ramas A'A", B'B" y C'C", el valor de la inductancia  $L$  estará en función del valor de la resistencia  $R$  de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, según la Ecuación (3.15) del Capítulo III, y para las ramas A"N", B"N" y

C"N", el valor de la inductancia es de 0 H.

### Capacitancia $C$ (**Capacitance $C$** )

Es la capacitancia de la rama, en faradios (F). En nuestro caso, para las ramas A'A", B'B" y C'C", el valor de la capacitancia es "inf" (infinito), y para las ramas A"N", B"N" y C"N", el valor de la capacitancia  $C$  estará en función del valor de la resistencia  $R$  de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, según la Ecuación (3.10) del Capítulo III.

### Mediciones (**Measurements**)

Seleccionar "Branch voltage" para medir la tensión a través de los terminales del bloque rama en serie R-L-C.

Seleccionar "Branch current" para medir la corriente que fluye a través del bloque rama en serie R-L-C.

Seleccionar "Branch voltage and current" para medir la tensión y la corriente a través de los terminales del bloque rama en serie R-L-C.

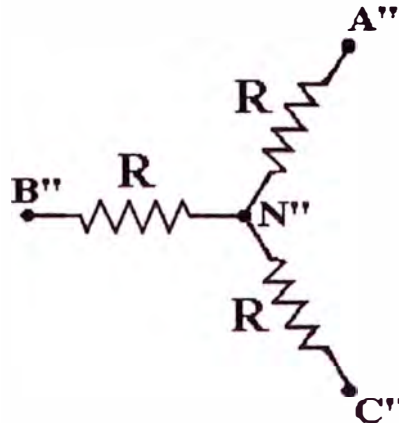
Colocar un bloque multímetro en el modelo para observar la medición seleccionada durante la simulación.

## **2.9 Bloque cargas balanceadas en Y.**

El bloque cargas balanceadas en Y, está conformado por tres cargas puramente resistivas, las cuales se encuentran equilibradas.

Para implementar el bloque cargas balanceadas en Y, mediante el simulador, se utilizan tres idénticos bloques ramas en serie R-L-C, tal como se muestra en la Figura 2.27.

El neutro  $N''$  del bloque cargas balanceadas en Y, mostrado en la Figura 2.27, puede conectarse con el neutro  $N''$  del bloque filtros L-C, mostrado en la Figura 2.25.



**Figura 2.27. Bloque cargas balanceadas en Y.**

En este caso, según la Sección (2.8.1), los valores de los parámetros de los tres bloques rama en serie R-L-C utilizados, tienen las siguientes características:

- El valor de la resistencia  $R$ , estará en función de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, según la Ecuación (3.20) del Capítulo III.
- El valor de la inductancia  $L$ , es de 0 H (cero), con el fin de eliminar la inductancia del bloque rama en serie R-L-C utilizado.
- El valor de la capacitancia  $C$ , es de "inf" (infinito), con el fin de eliminar la capacitancia del bloque rama en serie R-L-C utilizado.

### CAPÍTULO III CÁLCULO DE LAS VARIABLES ELÉCTRICAS

#### 3.1 Cálculo de los valores de la inductancia $L$ y la capacitancia $C$ , de los filtros L-C del bloque filtros L-C.

En la Figura 3.1, podemos apreciar la configuración de uno de los filtros L-C, del bloque filtros L-C, con una de las cargas  $R$ , del bloque cargas balanceadas en Y. Este filtro L-C, tiene como entrada a la tensión ( $v_{A'N'}$ ) que se manifiesta en la fase A'N' del secundario del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, y como salida a la tensión ( $v_{A''N''}$ ) que alimenta a una de las cargas  $R$ . El filtro L-C, se encarga de suprimir a los armónicos de la tensión  $v_{A'N'}$ , con la finalidad de que la tensión  $v_{A''N''}$ , sea la tensión que posee la frecuencia fundamental  $f_1$  ( $v_{A''N''} = G.(v_{A'N'})_1$ ).

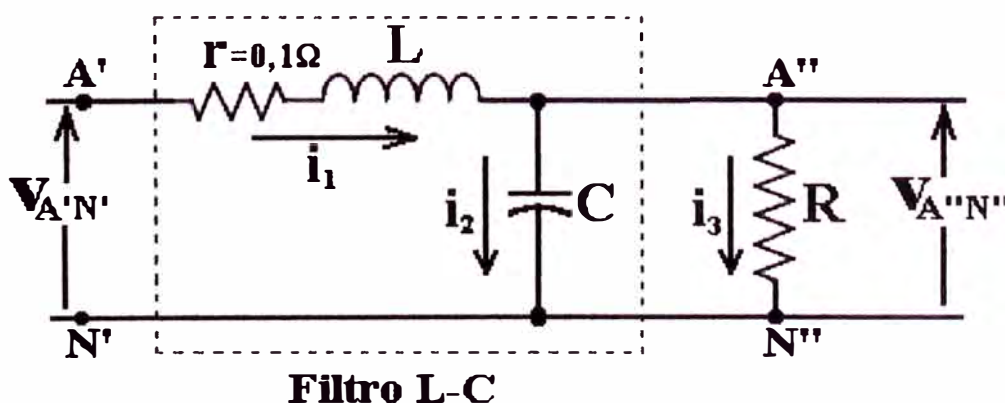


Figura 3.1. Filtro L-C de una de las fases y su carga  $R$ .

Aplicando Laplace al circuito:

$$v_{A'N'}(s) = (r + s.L).i_1(s) + v_{A''N''}(s) \quad (3.1)$$

$$v_{A''N''}(s) = \frac{1}{s.C}.i_2(s) \quad (3.2)$$

$$v_{A''N''}(s) = R.i_3(s) \quad (3.3)$$

$$i_1(s) = i_2(s) + i_3(s) \quad (3.4)$$

De las Ecuaciones (3.2) y (3.3):

$$i_2(s) = s.R.C.i_3(s) \quad (3.5)$$

De las Ecuaciones (3.4) y (3.5):

$$i_1(s) = s.R.C.i_3(s) + i_3(s)$$

$$i_1(s) = (s.R.C + 1).i_3(s) \quad (3.6)$$

De las Ecuaciones (3.3) y (3.6):

$$i_1(s) = (s.R.C + 1). \frac{v_{A''N''}(s)}{R} \quad (3.7)$$

Y de las Ecuaciones (3.1) y (3.7):

$$\begin{aligned} v_{A'N'}(s) &= (r + s.L).(s.R.C + 1). \frac{v_{A''N''}(s)}{R} + v_{A''N''}(s) \\ &= \left( r.s.C + \frac{r}{R} + s^2.L.C + \frac{s.L}{R} + 1 \right). v_{A''N''}(s) \end{aligned}$$

Entonces, la función de transferencia del filtro L-C, es:

$$G(s) = \frac{v_{A''N''}(s)}{v_{A'N'}(s)} = \frac{1}{s^2.L.C + s.\left(r.C + \frac{L}{R}\right) + \left(1 + \frac{r}{R}\right)} \quad (3.8)$$

Para obtener la función de transferencia sinusoidal del filtro L-C, relación de amplitud de la senoide de salida a la senoide de entrada, reemplazamos  $s = j.w$  ( $w = 2\pi.f_1$ ) en la Ecuación (3.8):

$$G(jw) = \frac{v_{A'N'}(jw)}{v_{A'N'}(jw)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{R} - w^2.L.C\right) + jw\left(r.C + \frac{L}{R}\right)} \quad (3.9)$$

En la función de transferencia del filtro L-C, Ecuación (3.9), hacemos que:

$$1 + \frac{r}{R} - w^2.L.C = 0$$

Así tenemos:

$$C = \frac{r + R}{R.L.w^2} \quad (3.10)$$

Entonces, la función de transferencia sinusoidal del filtro L-C, queda como:

$$G(jw) = \frac{1}{j.w\left(r.C + \frac{L}{R}\right)} = \frac{-j}{w\left(r.C + \frac{L}{R}\right)} \quad (3.11)$$

El módulo de la función de transferencia sinusoidal del filtro L-C, es:

$$|G(jw)| = G = \frac{1}{w\left(r.C + \frac{L}{R}\right)} \quad (3.12)$$

Según la Ecuación (3.12), el módulo de la función de transferencia sinusoidal del filtro L-C es la ganancia  $G$  del filtro L-C.

Y según la Ecuación (3.11), el ángulo de fase de la función de transferencia sinusoidal del filtro L-C es de  $-90^\circ$ .

De la Ecuación (3.12), tenemos:

$$r.C + \frac{L}{R} = \frac{1}{w.G} \quad (3.13)$$

De las Ecuaciones (3.10) y (3.13):

$$r \cdot \left( \frac{r+R}{R.L.w^2} \right) + \frac{L}{R} = \frac{1}{w.G}$$

Dándole la forma a la expresión anterior:

$$L^2 - \left( \frac{R}{w.G} \right) L + \frac{r.(r+R)}{w^2} = 0 \quad (3.14)$$

Resolviendo la Ecuación (3.14), tenemos dos valores para la inductancia  $L$ , los cuales son:

$$L_1 = \frac{R + \sqrt{R^2 - 4.r.G^2.(r+R)}}{2.w.G} \quad (3.15)$$

$$L_2 = \frac{R - \sqrt{R^2 - 4.r.G^2.(r+R)}}{2.w.G} \quad (3.16)$$

Se tomará el valor de la inductancia  $L$  que resulta de evaluar la Ecuación (3.15). El valor de la inductancia  $L$  que resulta de evaluar la Ecuación (3.16), no será considerado por ser muy bajo (produce inestabilidad).

Ahora, según las Ecuaciones (3.15) y (3.10), para determinar el valor de la inductancia  $L$  y por consiguiente el valor de la capacitancia  $C$  del filtro L-C, se tiene que saber el valor de la ganancia  $G$  del filtro L-C y el valor de la resistencia  $R$  de la carga. Se sabe que el valor de la resistencia  $r$  que posee la inductancia  $L$  ( $r$  en serie con  $L$ ) es de  $0,1 \Omega$  ( $r = 0,1 \Omega$ ).

### **Cálculo del valor de la ganancia $G$ del filtro L-C:**

En la técnica de modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM), utilizada en la simulación, el valor de la amplitud de las ondas senoidales



( $A_c$ ) y el valor de la amplitud de la onda triangular ( $A_s$ ), son:

$$A_c = 1 \text{ y } A_s = 1.2 \quad (A_c < A_s)$$

Utilizando la Ecuación (1.21), podemos calcular el índice de modulación de amplitud  $m_a$ , según:

$$m_a = \frac{A_c}{A_s} = \frac{1}{1.2}$$

Entonces, el valor del índice de modulación de amplitud  $m_a$ , es:

$$m_a = 0,833$$

Por otro lado, sabiendo que el valor pico o amplitud de las tensiones fundamentales que genera el bloque inversor trifásico de tensión en las fases del primario del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, es igual al valor pico o amplitud de las tensiones fundamentales correspondientes que se manifiestan en el secundario del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y.

Entonces, para una de las fases, se cumple que:

$$(V_{LL})_1 = (V_{AB})_1 = (V_{A'N'})_1$$

Para el bloque inversor trifásico de tensión modelado, utilizando la Ecuación (1.37), tenemos que:

$$(V_{LL})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m_a \cdot V_d$$

$$(V_{A'N'})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m_a \cdot V_d \quad (3.17)$$

Sabemos que el valor de la tensión continua ( $V_d$ ) que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión es de 276 V ( $V_d = 276 \text{ V}$ ).

Reemplazando en la Ecuación (3.17):

$$(V_{A'N'})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (0,833) \cdot (276)$$

$$(V_{A'N'})_1 = 199,2 \text{ V}$$

Si deseamos que el valor de la amplitud de las tensiones que alimentan al bloque cargas balanceadas en Y, sea de 311 V ( $\approx 220\sqrt{2} \text{ V}$ ), entonces:

$$V_{A''N''} = V_{B''N''} = V_{C''N''} = 311 \text{ V}$$

Ahora, evaluando el módulo de la función de transferencia sinusoidal del filtro L-C, Ecuación (3.9), tenemos que:

$$G = \frac{|v_{A''N''}(j\omega)|}{|v_{A'N'}(j\omega)|} = \frac{V_{A''N''}}{(V_{A'N'})_1} \quad (3.18)$$

donde:  $V_{A''N''}$  es la amplitud de la tensión de salida  $v_{A''N''}$  y  $(V_{A'N'})_1$  es la amplitud de la fundamental de la tensión de entrada  $v_{A'N'}$ .

Reemplazando en la Ecuación (3.18):

$$G = \frac{V_{A''N''}}{(V_{A'N'})_1} = \frac{311}{199,2}$$

Entonces, la ganancia  $G$  del filtro L-C, es:

$$G = 1,56$$

Por lo tanto, los valores de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  del filtro L-C, estarán en función del valor de la resistencia  $R$  de la carga.

**Calculando el valor de la resistencia  $R$  de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y:**

La potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque

cargas balanceadas en Y, es:

$$P_s = 3.(V_{A''N''(rms)})(I_{A''N''(rms)}) \quad (3.19)$$

$$P_s = 3.(V_{A''N''(rms)})\left(\frac{V_{A''N''(rms)}}{R}\right) \quad (3.19a)$$

De la Ecuación (3.19a), despejando el valor de la resistencia  $R$  :

$$R = 3.\frac{(V_{A''N''(rms)})^2}{P_s} = 3.\frac{\left(\frac{V_{A''N''}}{\sqrt{2}}\right)^2}{P_s}$$

$$R = \frac{3.(V_{A''N''})^2}{2.P_s} \quad (3.20)$$

En la Ecuación (3.20), se observa que el valor de la resistencia  $R$  está en función del valor de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

### 3.1.1 Para 5 KW de potencia de salida $P_s$ .

En este caso:

$$P_s = 5 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.20):

$$R = \frac{3.(311)^2}{2.(5.000)} = 29 \Omega$$

Reemplazando en las Ecuaciones (3.15) y (3.10):

$$L = \frac{(29) + \sqrt{(29)^2 - 4.(0,1).(1,56)^2.(0,1 + 29)}}{2.(2.\pi.60).(1,56)} = 48,89 \text{ mH}$$

$$C = \frac{(0,1 + 29)}{(29).(48,89.10^{-3}).(2.\pi.60)^2} = 144,4 \text{ uF}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es:

$$P_s = 5 \text{ KW}$$

el valor de la resistencia  $R$ , de cada una de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es:

$$R = 29 \Omega$$

y el valor de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  de cada uno de los filtros L-C del bloque filtros L-C, son:

$$L = 48,89 \text{ mH} \text{ y } C = 144,4 \text{ uF}$$

### 3.1.2 Para 10 KW de potencia de salida $P_s$ .

En este caso:

$$P_s = 10 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.20):

$$R = \frac{3.(311)^2}{2.(10.000)} = 14,5 \Omega$$

Reemplazando en las Ecuaciones (3.15) y (3.10):

$$L = \frac{(14,5) + \sqrt{(14,5)^2 - 4.(0,1).(1,56)^2.(0,1 + 14,5)}}{2.(2.\pi.60).(1,56)} = 24,2 \text{ mH}$$

$$C = \frac{(0,1 + 14,5)}{(14,5).(24,2.10^{-3}).(2.\pi.60)^2} = 292,76 \text{ uF}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , es:

$$P_s = 10 \text{ KW}$$

el valor de la resistencia  $R$ , de cada una de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es:

$$R = 14,5 \ \Omega$$

y el valor de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  de cada uno de los filtros L-C del bloque filtros L-C, son:

$$L = 24,2 \text{ mH} \text{ y } C = 292,76 \ \mu\text{F}$$

### 3.1.3 Para 15 KW de potencia de salida $P_s$ .

En este caso:

$$P_s = 15 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.20):

$$R = \frac{3.(311)^2}{2.(15.000)} = 9,67 \ \Omega$$

Reemplazando en las Ecuaciones (3.15) y (3.10):

$$L = \frac{(9,67) + \sqrt{(9,67)^2 - 4.(0,1).(1,56)^2.(0,1 + 9,67)}}{2.(2.\pi.60).(1,56)} = 16 \text{ mH}$$

$$C = \frac{(0,1 + 9,67)}{(9,67).(15,58.10^{-3})(2.\pi.60)^2} = 444,3 \ \mu\text{F}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , es:

$$P_s = 15 \text{ KW}$$

el valor de la resistencia  $R$ , de cada una de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es:

$$R = 9,67 \ \Omega$$

y el valor de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  de cada uno de los filtros L-C del bloque filtros L-C, son:

$$L = 16 \text{ mH} \text{ y } C = 444,3 \text{ uF}$$

### 3.1.4 Para 20 KW de potencia de salida $P_s$ .

En este caso:

$$P_s = 20 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.20):

$$R = \frac{3 \cdot (311)^2}{2 \cdot (20.000)} = 7,25 \text{ } \Omega$$

Reemplazando en las Ecuaciones (3.15) y (3.10):

$$L = \frac{(7,25) + \sqrt{(7,25)^2 - 4 \cdot (0,1) \cdot (1,56)^2 \cdot (0,1 + 7,25)}}{2 \cdot (2\pi \cdot 60) \cdot (1,56)} = 11,9 \text{ mH}$$

$$C = \frac{(0,1 + 7,25)}{(7,25) \cdot (11,9 \cdot 10^{-3}) \cdot (2\pi \cdot 60)^2} = 599,4 \text{ uF}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , es:

$$P_s = 20 \text{ KW}$$

el valor de la resistencia  $R$ , de cada una de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es:

$$R = 7,25 \text{ } \Omega$$

y el valor de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  de cada uno de los filtros L-C del bloque filtros L-C, son:

$$L = 11,9 \text{ mH} \text{ y } C = 599,4 \text{ uF}$$

### 3.1.5 Para 25 KW de potencia de salida $P_s$ .

En este caso:

$$P_s = 25 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.20):

$$R = \frac{3.(311)^2}{2.(25.000)} = 5,8 \ \Omega$$

Reemplazando en las Ecuaciones (3.15) y (3.10):

$$L = \frac{(5,8) + \sqrt{(5,8)^2 - 4.(0,1).(1,56)^2.(0,1 + 5,8)}}{2.(2\pi.60).(1,56)} = 9,42 \text{ mH}$$

$$C = \frac{(0,1 + 5,8)}{(5,8).(9,42.10^{-3}).(2\pi.60)^2} = 759,8 \text{ uF}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , es:

$$P_s = 25 \text{ KW}$$

el valor de la resistencia  $R$ , de cada una de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es:

$$R = 5,8 \ \Omega$$

y el valor de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  de cada uno de los filtros L-C del bloque filtros L-C, son:

$$L = 9,42 \text{ mH} \text{ y } C = 759,8 \text{ uF}$$

### 3.1.6 Resultados del cálculo de las variables eléctricas.

En la Tabla 3.1, se observa el valor de la resistencia  $R$ , de cada una de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, el valor de la inductancia  $L$  y el valor de la capacitancia  $C$ , de los filtros L-C del bloque filtros L-C, para

determinados valores de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

$P_s$ (KW)	$R$ ( $\Omega$ )	$L$ (mH)	$C$ ( $\mu F$ )
5	29,0	48,9	144,4
10	14,5	24,2	292,8
15	9,7	16,0	444,3
20	7,3	11,9	599,4
25	5,8	9,4	759,8

**Tabla 3.1**

### 3.2 Cálculo de la eficiencia $n$ del sistema inversor trifásico de tensión.

La eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, esta dada por la siguiente expresión:

$$n = \frac{P_s}{P_e} \quad (3.21)$$

donde:

$P_s$  es la potencia de salida, potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, y

$P_e$  es la potencia de entrada, potencia que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión.

La potencia de entrada  $P_e$ , se calcula según:

$$P_e = V_d \cdot I_{e(rms)} \quad (3.22)$$

donde:  $V_d$  y  $I_{e(rms)}$  son la tensión continua ( $V_d = 276 V$ ) y la corriente eficaz que alimentan al bloque inversor trifásico de tensión respectivamente.



### 3.2.1 Para 5 KW de potencia de salida $P_s$ .

Según la Figura 4.6, el valor eficaz (*rms*) de la corriente que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$I_{e(rms)} = 56,2 \text{ A}$$

En la Ecuación (3.22):

$$P_e = V_d \cdot I_{e(rms)} = (276 \text{ V}) \cdot (56,2 \text{ A})$$

Entonces, el valor de la potencia de entrada  $P_e$ , potencia que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$P_e = 15,51 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.21):

$$n = \frac{P_s}{P_e} = \frac{5.000}{15.510}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, es de 5 KW, el valor de la eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, es:

$$n = 0,32$$

### 3.2.2 Para 10 KW de potencia de salida $P_s$ .

Según la Figura 4.15, el valor eficaz (*rms*) de la corriente que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$I_{e(rms)} = 79 \text{ A}$$

En la Ecuación (3.22):

$$P_e = V_d \cdot I_{e(rms)} = (276 \text{ V}) \cdot (79 \text{ A})$$

Entonces, el valor de la potencia de entrada  $P_e$ , potencia que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$P_e = 21,8 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.21):

$$n = \frac{P_s}{P_e} = \frac{10.000}{21.800}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$  es de 10 KW, el valor de la eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, es:

$$n = 0,46$$

### 3.2.3 Para 15 KW de potencia de salida $P_s$ .

Según la Figura 4.21, el valor eficaz (*rms*) de la corriente que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$I_{e(rms)} = 102,9 \text{ A}$$

En la Ecuación (3.22):

$$P_e = V_d \cdot I_{e(rms)} = (276 \text{ V}) \cdot (102,9 \text{ A})$$

Entonces, el valor de la potencia de entrada  $P_e$ , potencia que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$P_e = 28,4 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.21):

$$n = \frac{P_s}{P_e} = \frac{15.000}{28.400}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$  es de 15 KW, el valor de la eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, es:

$$n = 0,53$$

### 3.2.4 Para 20 KW de potencia de salida $P_s$ .

Según la Figura 4.27, el valor eficaz (*rms*) de la corriente que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$I_{e(rms)} = 129,2 \text{ A}$$

En la Ecuación (3.22):

$$P_e = V_d \cdot I_{e(rms)} = (276 \text{ V}) \cdot (129,2 \text{ A})$$

Entonces, el valor de la potencia de entrada  $P_e$ , potencia que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$P_e = 35,66 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.21):

$$n = \frac{P_s}{P_e} = \frac{20.000}{35.660}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$  es de 20 KW, el valor de la eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, es:

$$n = 0,56$$

### 3.2.5 Para 25 KW de potencia de salida $P_s$ .

Según la Figura 4.33, el valor eficaz (*rms*) de la corriente que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$I_{e(rms)} = 157,87 \text{ A}$$

En la Ecuación (3.22):

$$P_e = V_d \cdot I_{e(rms)} = (276 \text{ V}) \cdot (157,87 \text{ A})$$

Entonces, el valor de la potencia de entrada  $P_e$ , potencia que alimenta al bloque inversor trifásico de tensión, es:

$$P_e = 43,57 \text{ KW}$$

En la Ecuación (3.21):

$$n = \frac{P_s}{P_e} = \frac{25.000}{43.570}$$

Por lo tanto, cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$  es de 25 KW, el valor de la eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, es:

$$n = 0,57$$

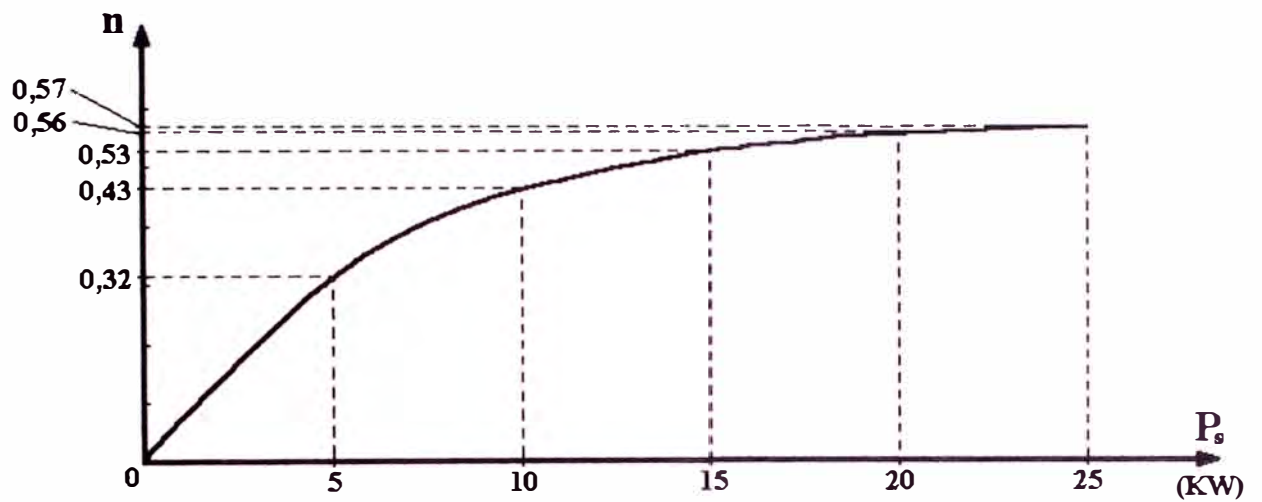
### **3.2.6 Resultados del cálculo de la eficiencia $n$ del sistema inversor trifásico de tensión.**

En la Tabla 3.2, se muestra el valor de la eficiencia  $n$  del sistema inversor trifásico de tensión para cada valor de la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

Por lo tanto, con los datos de la Tabla 3.2, podemos obtener la característica  $P_s$ - $n$  del sistema inversor trifásico de tensión, tal como se muestra en la Figura 3.2.

$P_s$ (KW)	$n$
5	0,32
10	0,46
15	0,53
20	0,56
25	0,57

**Tabla 3.2**



**Figura 3.2. Característica  $P_s$ - $n$  del sistema inversor trifásico de tensión.**

## CAPÍTULO IV RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

### 4.1 Gráficas obtenidas mediante el simulador.

Para determinada potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, se obtuvieron gráficas de tensiones y corrientes, en el dominio del tiempo, del circuito del sistema Inversor trifásico de tensión modelado y descrito en el Capítulo II. Así tenemos:

Del bloque inversor trifásico de tensión, se obtuvieron las gráficas de:

**La corriente de entrada  $i_e$  y su valor eficaz  $i_{e(rms)}$** , que nos permite calcular la potencia de entrada  $P_e$ , potencia entregada al bloque inversor trifásico de tensión, según se muestra en la Figura 4.1.

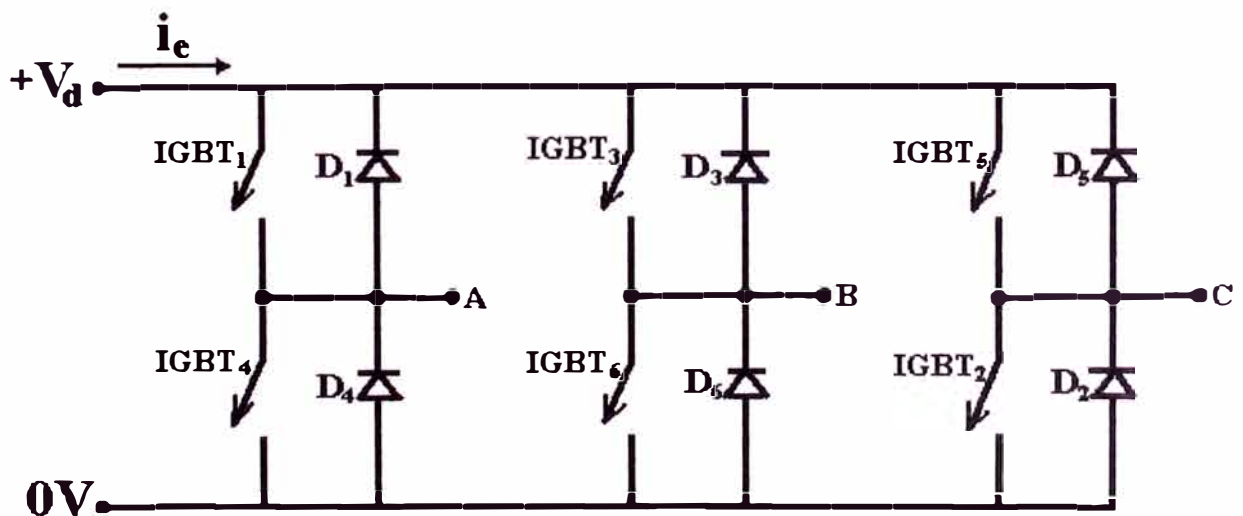
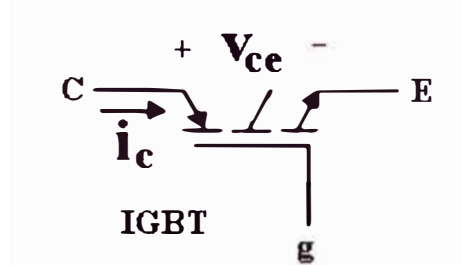


Figura 4.1. Bloque inversor trifásico de tensión.

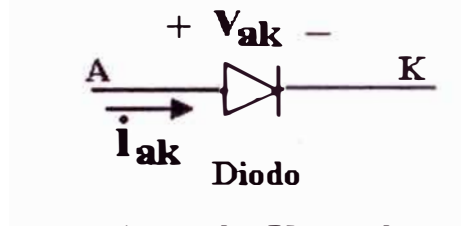
La tensión colector-emisor  $v_{ce}$  y la corriente de colector  $i_c$ , del interruptor IGBT1, mostrado en las Figuras 4.1 y 4.2.



C: colector; g: puerta; E: emisor

Figura 4.2. Bloque IGBT1.

La tensión ánodo-cátodo  $v_{ak}$  y la corriente ánodo-cátodo  $i_{ak}$ , del diodo de retroalimentación D1, mostrado en las Figuras 4.1 y 4.3.



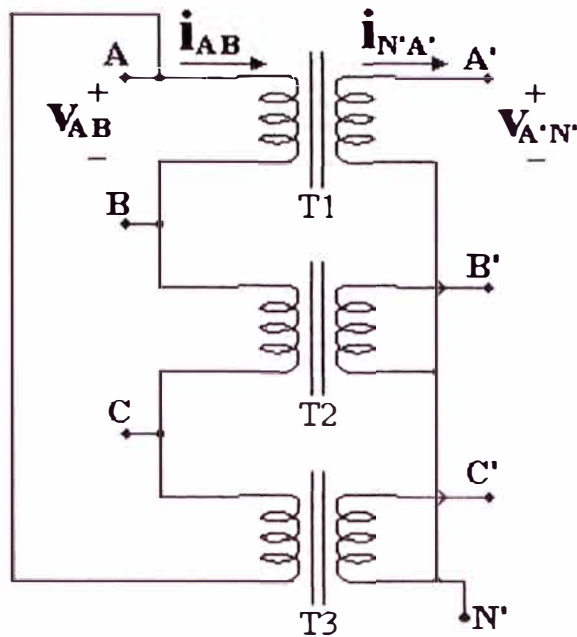
A: ánodo; K: cátodo

Figura 4.3. Bloque diodo D1.

Del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, se obtuvieron las gráficas de:

La tensión  $v_{AB}$  y la corriente  $i_{AB}$ , de la fase AB del primario del bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y, mostrado en la Figura 4.4. La tensión  $v_{AB}$  es una de las tensiones que genera el bloque inversor trifásico de tensión.

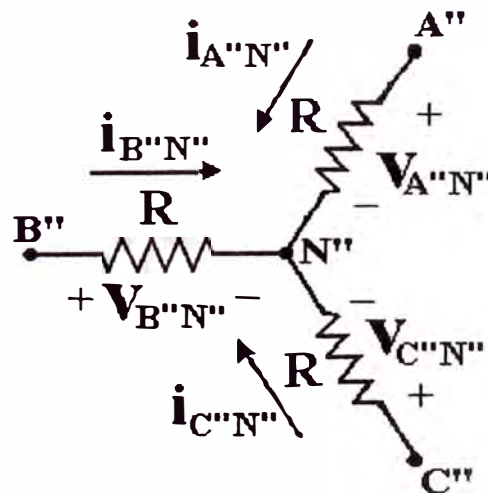
La tensión  $v_{A'N'}$  y la corriente  $i_{N'A'}$ , de la fase A'N' del secundario del bloque transformador lineal  $\Delta$ -Y, mostrado en la Figura 4.4. La tensión  $v_{A'N'}$  es una de las tensiones que ingresan al bloque filtros L-C.



**Figura 4.4. Bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y.**

Del bloque cargas balanceadas en Y, se obtuvieron las gráficas de:

**Las tensiones de salida  $v_{A''N''}$ ,  $v_{B''N''}$  y  $v_{C''N''}$ , y las corrientes de salida  $i_{A''N''}$ ,  $i_{B''N''}$  y  $i_{C''N''}$ , de las fases A''N'', B''N'' y C''N'' respectivamente, mostradas en la Figura 4.5. Las tensiones de salida  $v_{A''N''}$ ,  $v_{B''N''}$  y  $v_{C''N''}$  provienen del bloque filtros L-C.**



**Figura 4.5. Bloque cargas balanceadas en Y.**



#### 4.1.1 Para 5 KW de potencia de salida $P_s$ .

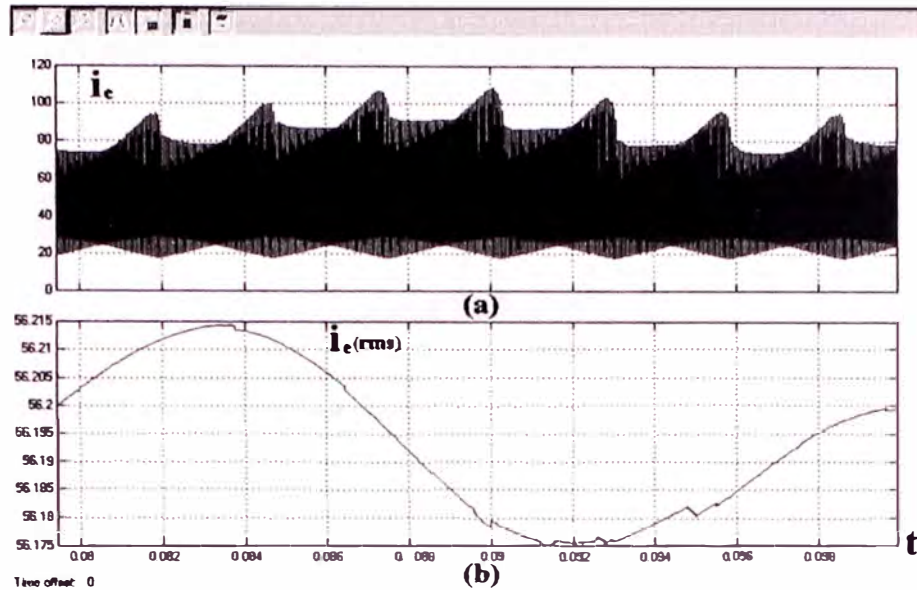


Figura 4.6. Formas de onda: (a) Corriente  $i_e$  y (b) Su valor eficaz  $i_{e(rms)}$ .

En la Figura 4.6, se observa que los valores máximo y eficaz de la corriente de entrada  $i_e$  son de 110 A y 56,8 Arms respectivamente.

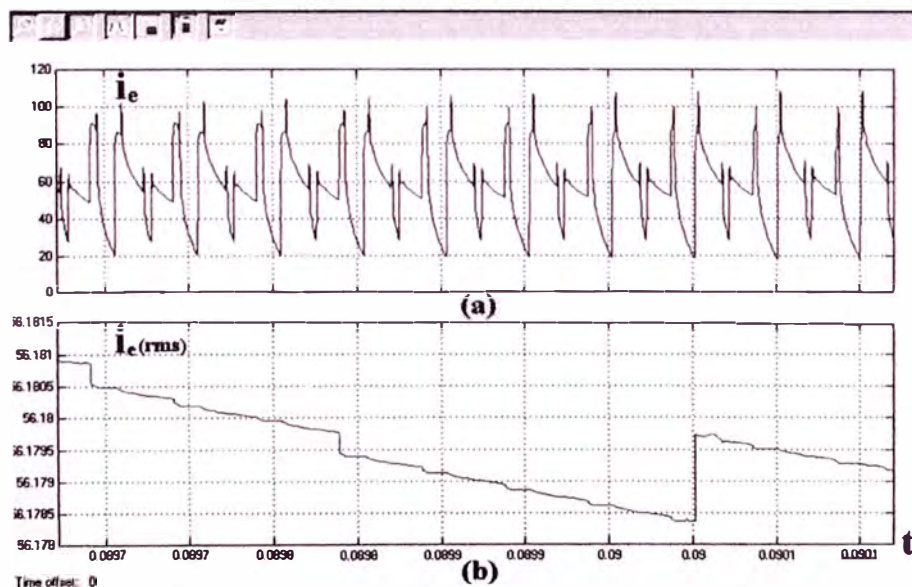
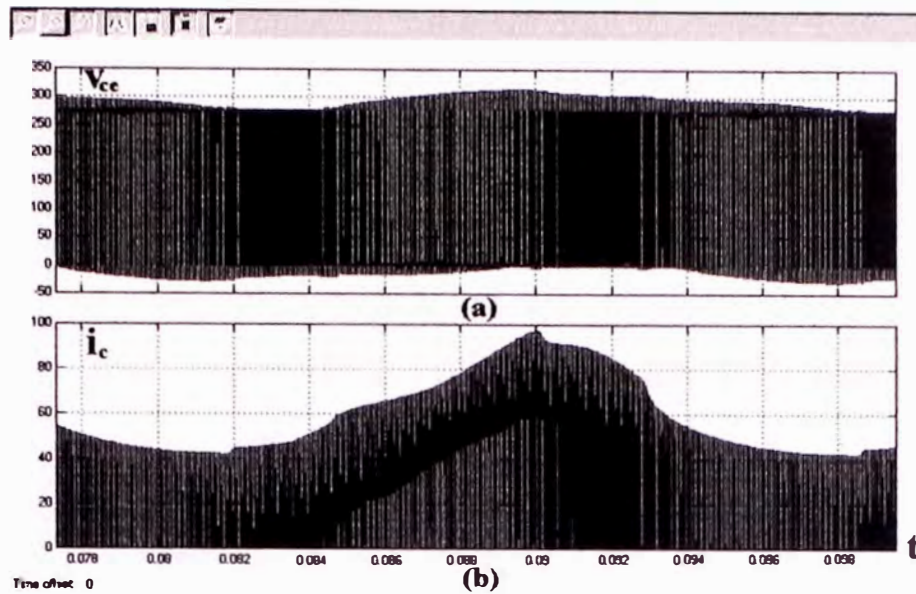


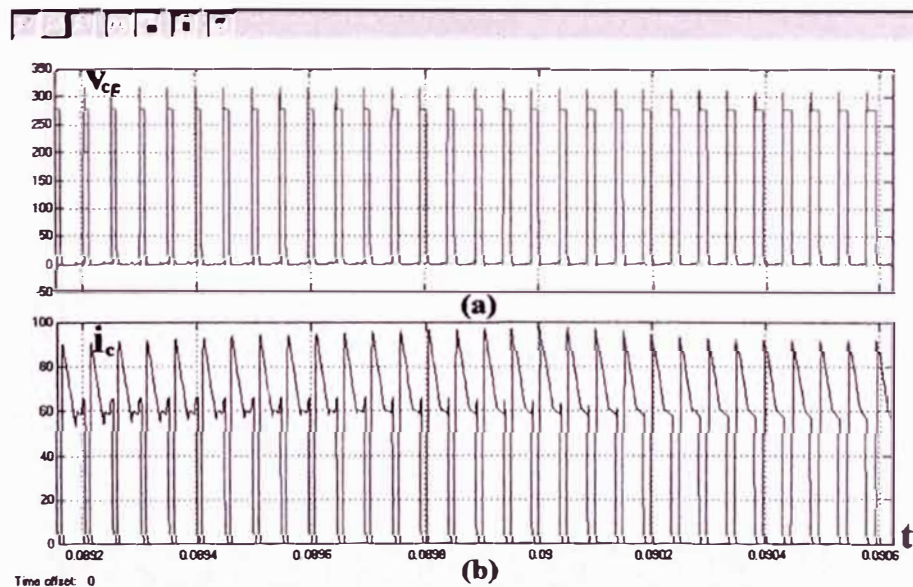
Figura 4.7. Formas de onda: (a) Corriente  $i_e$  y (b) Su valor eficaz  $i_{e(rms)}$ .

En la Figura 4.7, se observa los picos de la corriente de entrada  $i_e$  y su valor eficaz, dentro del periodo de tiempo que va de 89,7 mseg a 90,1 mseg.



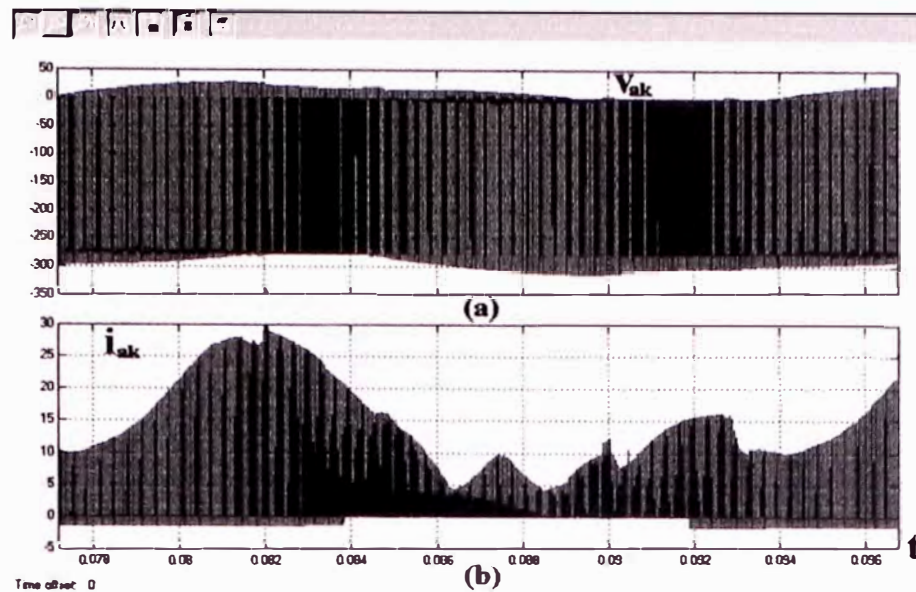
**Figura 4.8. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ce}$  y (b) Corriente  $i_c$ .**

En la Figura 4.8, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ce}$  y la corriente  $i_c$  del interruptor IGBT1, es de 317,5 V y 98,6 A respectivamente.



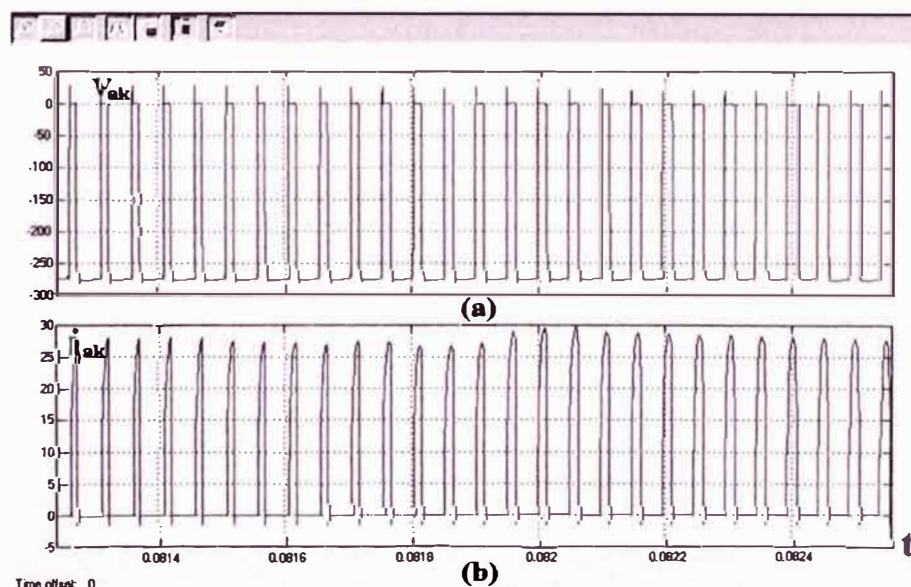
**Figura 4.9. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ce}$  y (b) Corriente  $i_c$ .**

En la Figura 4.9, se observa los picos de la tensión  $v_{ce}$  y la corriente  $i_c$ , dentro del periodo de tiempo que va de 89,2 mseg a 90,6 mseg.



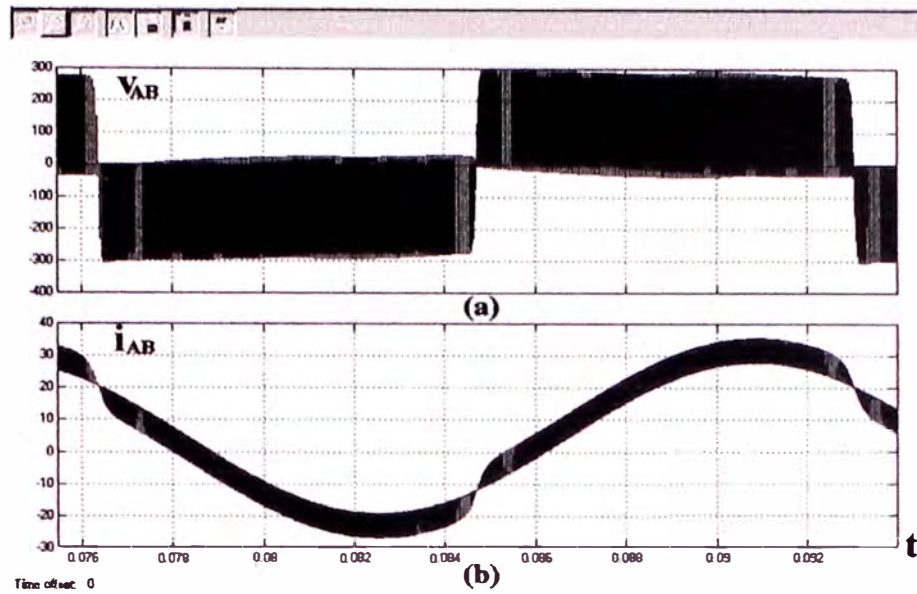
**Figura 4.10. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ak}$  y (b) Corriente  $i_{ak}$ .**

En la Figura 4.10, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ak}$  y la corriente  $i_{ak}$  del diodo de retroalimentación D1, es de 29,7 V y 30 A respectivamente.



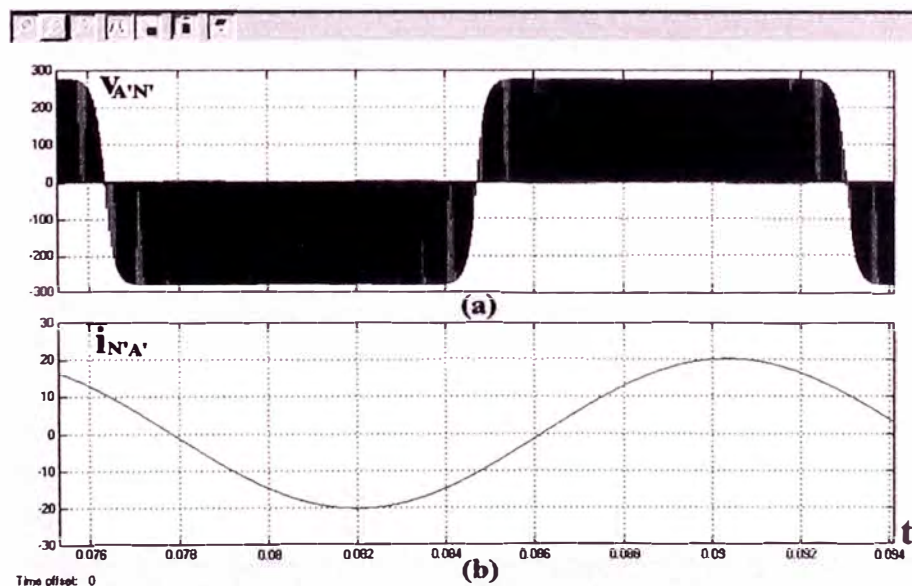
**Figura 4.11. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ak}$ ; (b) Corriente  $i_{ak}$ .**

En la Figura 4.11, se observa los picos de la tensión  $v_{ak}$  y de la corriente  $i_{ak}$ , dentro del periodo de tiempo que va de 81,4 mseg a 82,4 mseg.



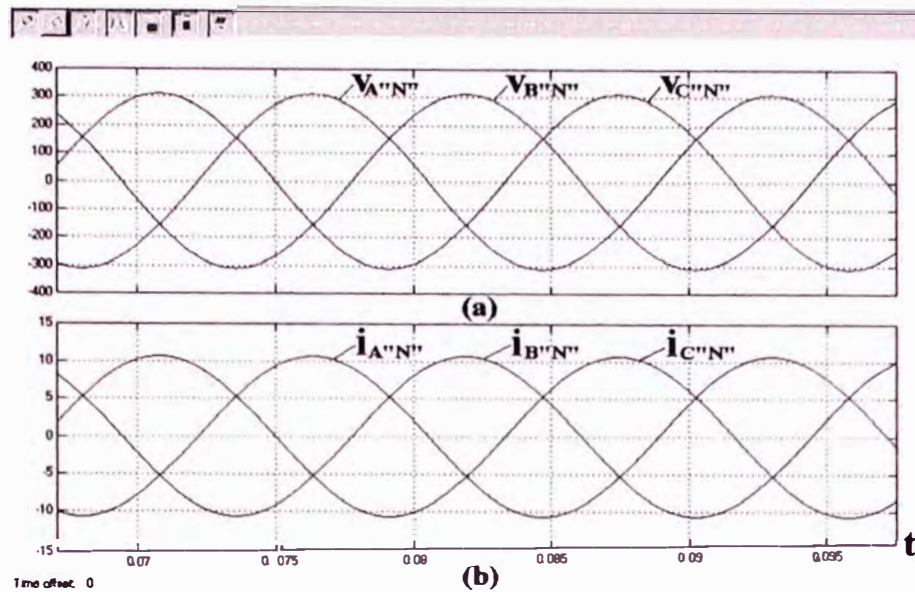
**Figura 4.12. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{AB}$  y (b) Corriente  $i_{AB}$ .**

En la Figura 4.12, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{AB}$  y la corriente  $i_{AB}$  de la fase AB del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, es de 294,6 V y 36,4 A respectivamente.



**Figura 4.13. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{A'N'}$  y (b) Corriente  $i_{N'A'}$ .**

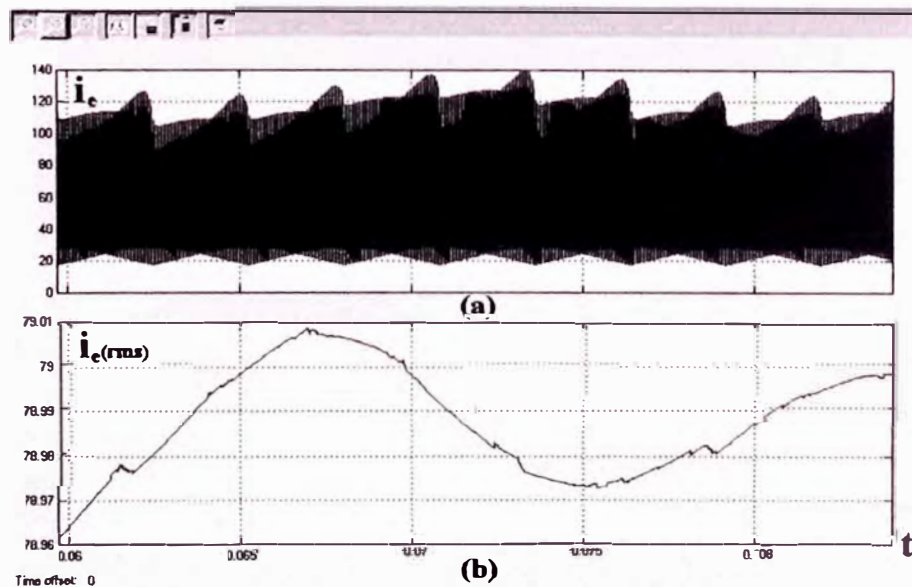
En la Figura 4.13, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{A'N'}$  y la corriente  $i_{N'A'}$  de la fase A'N', es de 277,5 V y 20,83 A respectivamente.



**Figura 4.14. Formas de onda: (a) Tensiones y (b) Corrientes.**

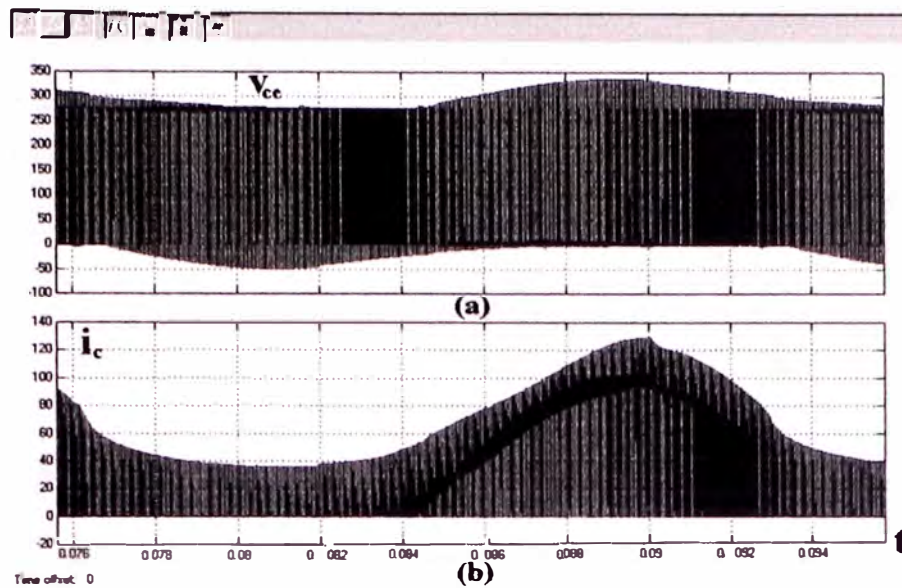
En la Figura 4.14, se observa las tensiones y corrientes de salida, con forma de onda sinusoidal, tienen la amplitud de 311 V y 10,7 A respectivamente, la frecuencia de 60 Hz y se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre sí.

#### 4.1.2 Para 10 KW de potencia de salida $P_s$ .



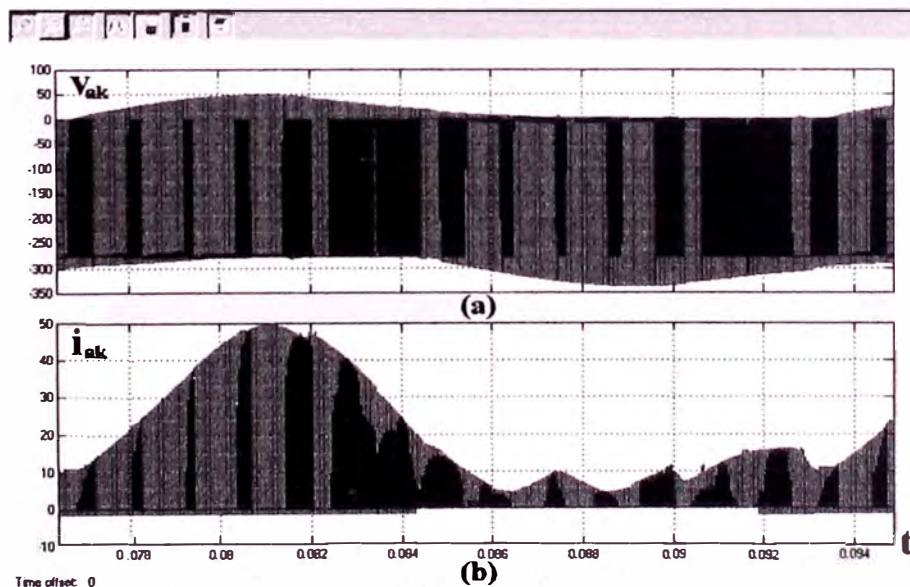
**Figura 4.15. Formas de onda: (a) Corriente  $i_e$  y (b) Su valor eficaz  $i_{e(rms)}$ .**

En la Figura 4.5, se observa que los valores máximo y eficaz de la corriente de entrada  $i_e$  son de 140 A y 79 Arms respectivamente.



**Figura 4.16. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ce}$  y (b) Corriente  $i_c$ .**

En la Figura 4.16, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ce}$  y la corriente  $i_c$  del interruptor IGBT1, es de 339 V y 130 A respectivamente.



**Figura 4.17. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ak}$  y (b) Corriente  $i_{ak}$ .**

En la Figura 4.17, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ak}$  y la corriente  $i_{ak}$  del diodo de retroalimentación D1, es de 51 V y 50 A respectivamente.

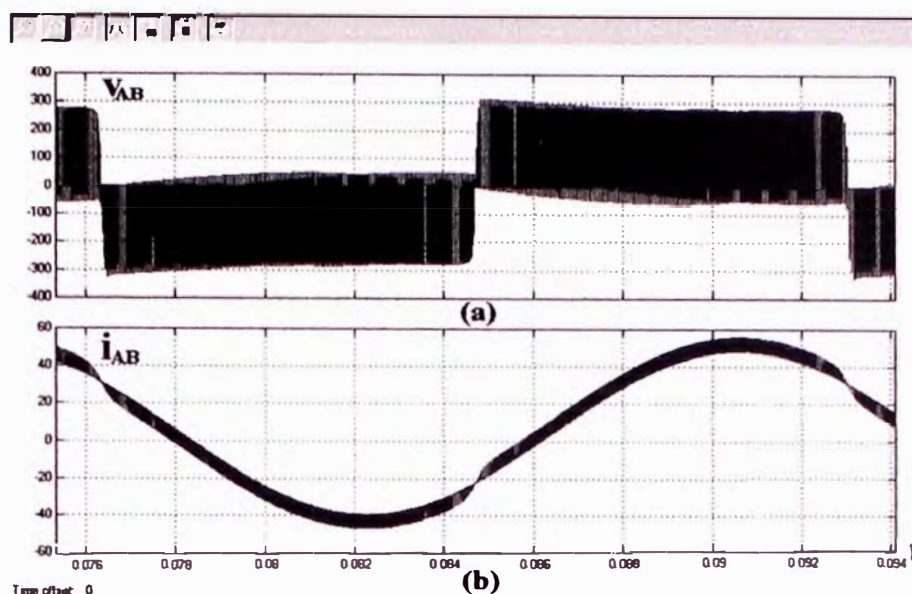


Figura 4.18. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{AB}$  y (b) Corriente  $i_{AB}$ .

En la Figura 4.18, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{AB}$  y la corriente  $i_{AB}$  de la fase AB del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, es de 315,3 V y 56,5 A respectivamente.

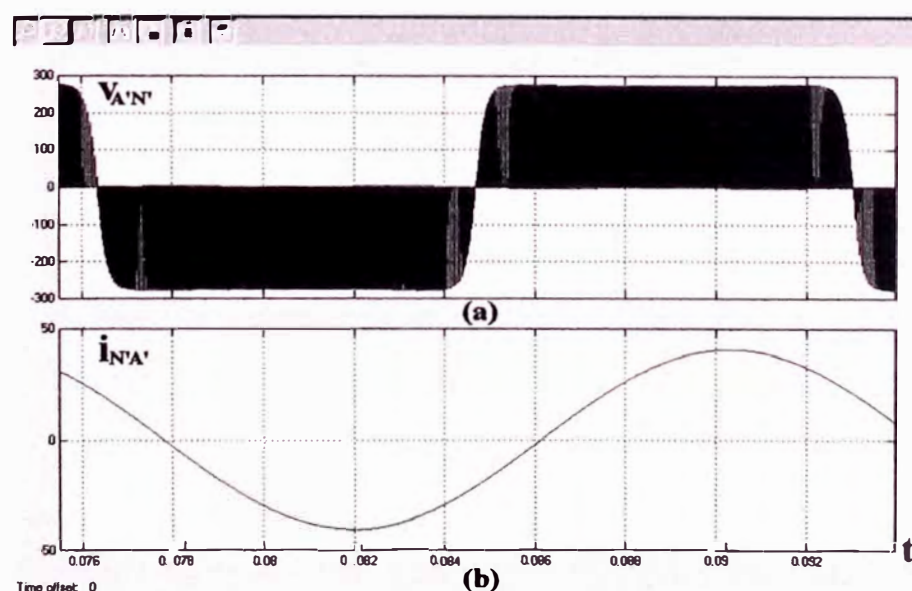
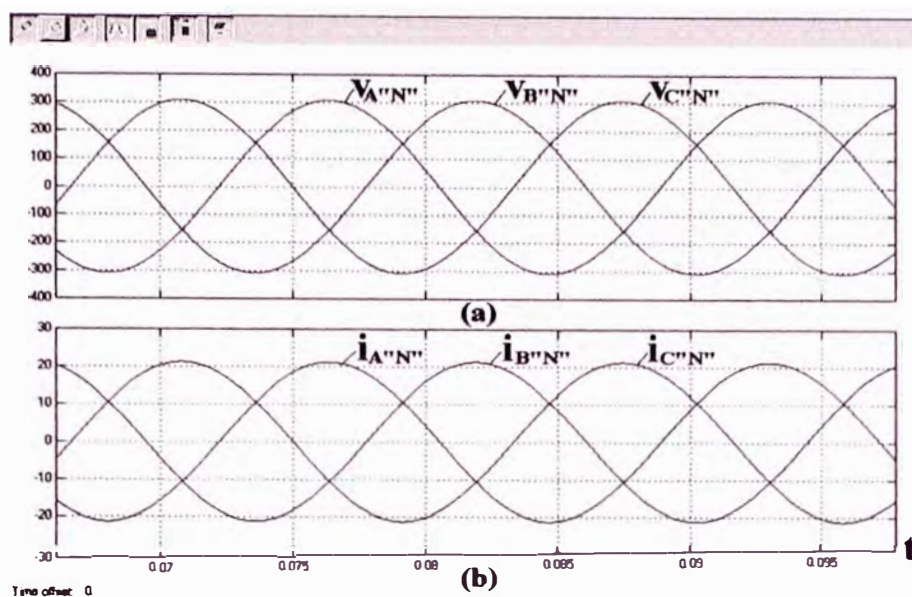


Figura 4.19. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{A'N'}$  y (b) Corriente  $i_{N'A'}$ .

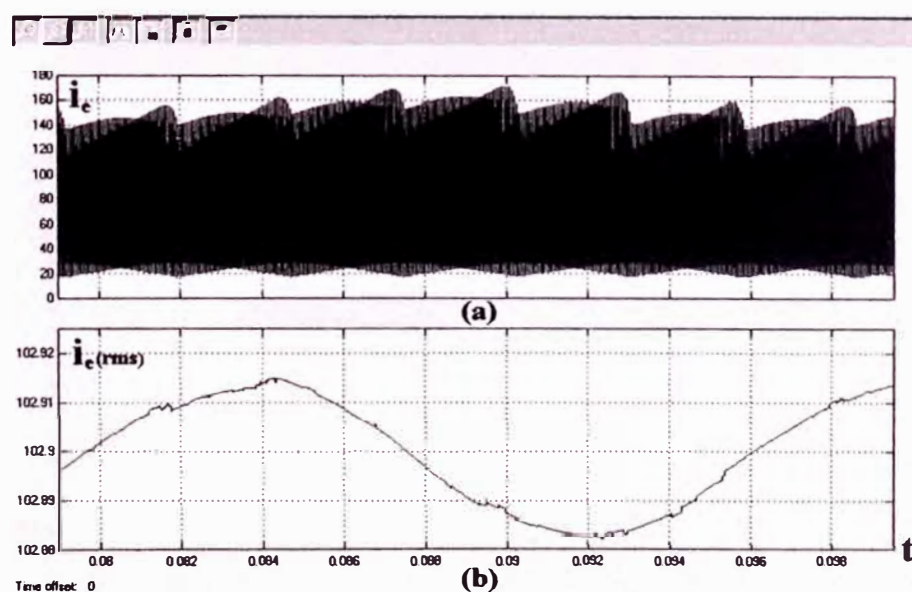
En la Figura 4.19, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{A'N'}$  y la corriente  $i_{N'A'}$  de la fase A'N', es de 280 V y 40,5 A respectivamente.



**Figura 4.20. Formas de onda: (a) Tensiones y (b) Corrientes.**

En la Figura 4.20, se observa las tensiones y corrientes de salida, con forma de onda sinusoidal, tienen la amplitud de 311 V y 21,4 A respectivamente, la frecuencia de 60 Hz y se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre sí.

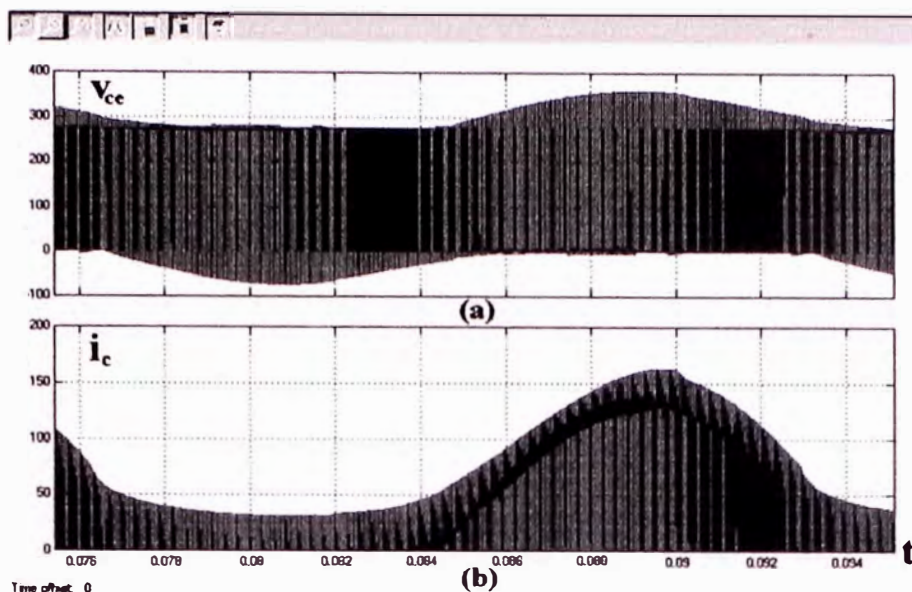
#### 4.1.3 Para 15 KW de potencia de salida $P_s$ .



**Figura 4.21. Formas de onda: (a) Corriente  $i_e$  y (b) Su valor eficaz  $i_{e(rms)}$ .**

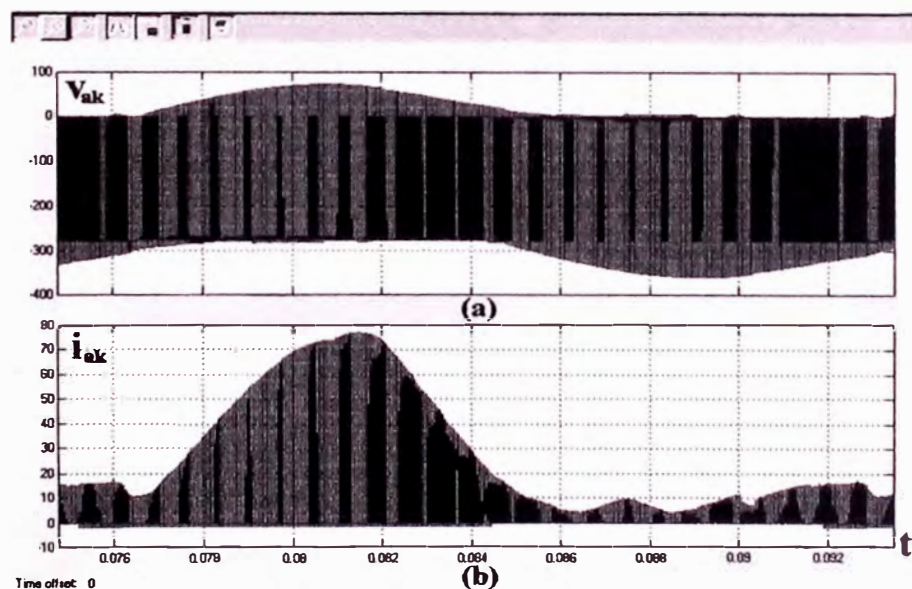
En la Figura 4.21, se observa que los valores máximo y eficaz de la corriente de entrada  $i_e$  son de 172,2 A y 102,9 Arms respectivamente.





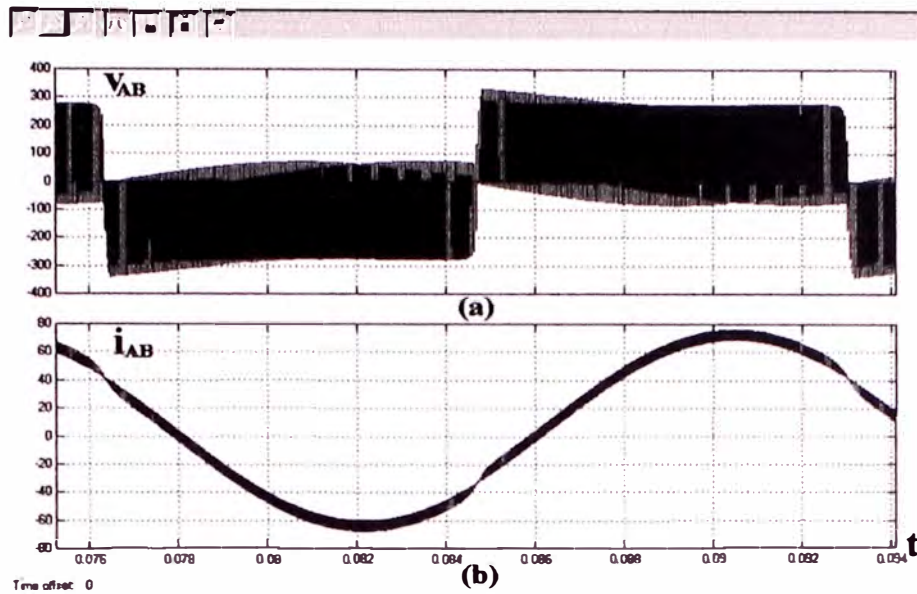
**Figura 4.22. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ce}$  y (b) Corriente  $i_c$ .**

En la Figura 4.22, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ce}$  y la corriente  $i_c$  del interruptor IGBT1, es de 361,9 V y 164,1 A respectivamente.



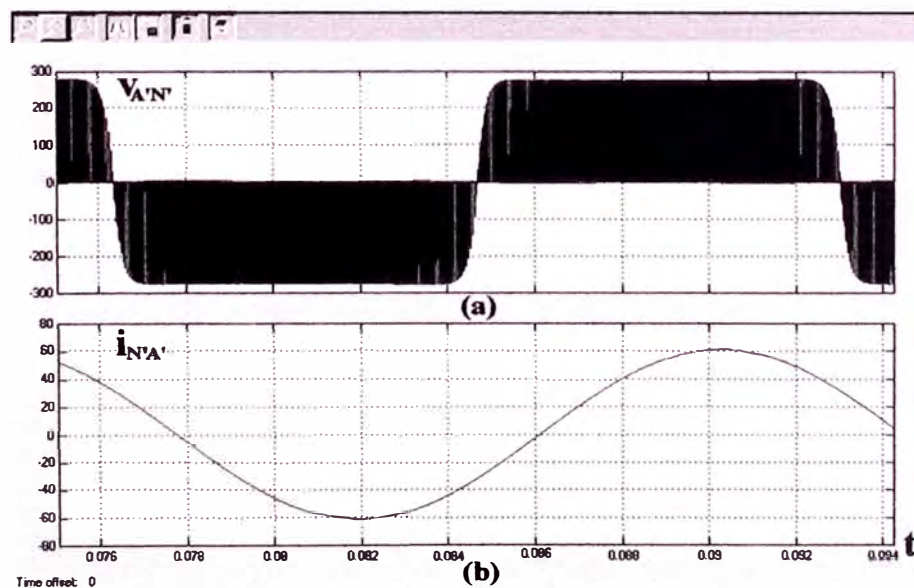
**Figura 4.23. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ak}$  y (b) Corriente  $i_{ak}$ .**

En la Figura 4.23, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ak}$  y la corriente  $i_{ak}$  del diodo de retroalimentación D1, es de 76,2 V y 77,8 A respectivamente.



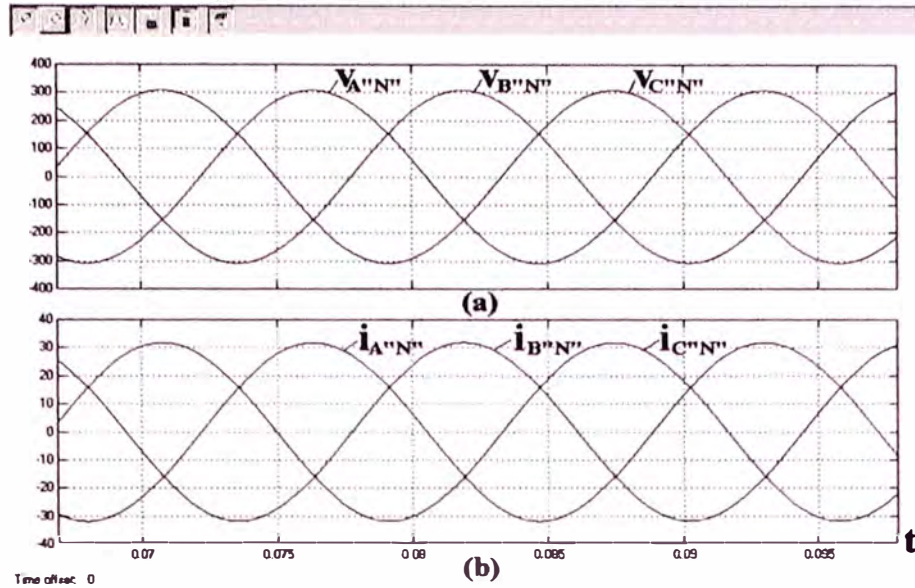
**Figura 4.24. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{AB}$  y (b) Corriente  $i_{AB}$ .**

En la Figura 4.24, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{AB}$  y la corriente  $i_{AB}$  de la fase AB del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, es de 334,6 V y 76,9 A respectivamente.



**Figura 4.25. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{A'N'}$  y (b) Corriente  $i_{A'N'}$ .**

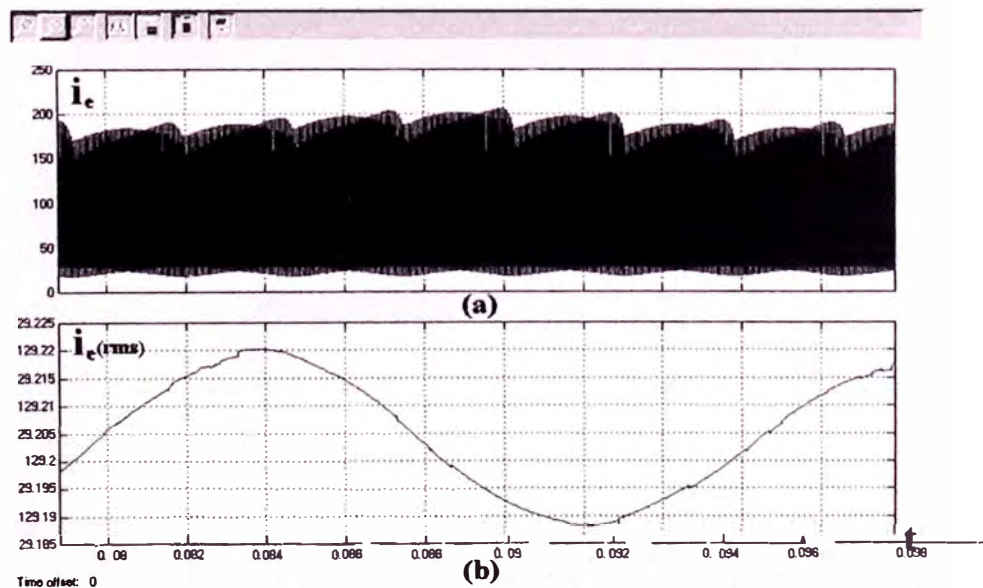
En la Figura 4.25, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{A'N'}$  y la corriente  $i_{A'N'}$  de la fase A'N', es de 280 V y 62,3 A respectivamente.



**Figura 4.26 Formas de onda: (a) Tensiones y (b) Corrientes.**

En la Figura 4.26, se observa las tensiones y corrientes de salida, con forma de onda sinusoidal, tienen la amplitud de 311 V y 32,14 A respectivamente, la frecuencia de 60 Hz y se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre sí.

#### 4.1.4 Para 20 KW de potencia de salida $P_s$ .



**Figura 4.27. Formas de onda: (a) Corriente  $i_e$  y (b) Su valor eficaz  $i_{e(rms)}$ .**

En la Figura 4.27, se observa que los valores máximo y eficaz de la corriente de entrada  $i_e$  son de 210,7 A y 129,2 Arms respectivamente.

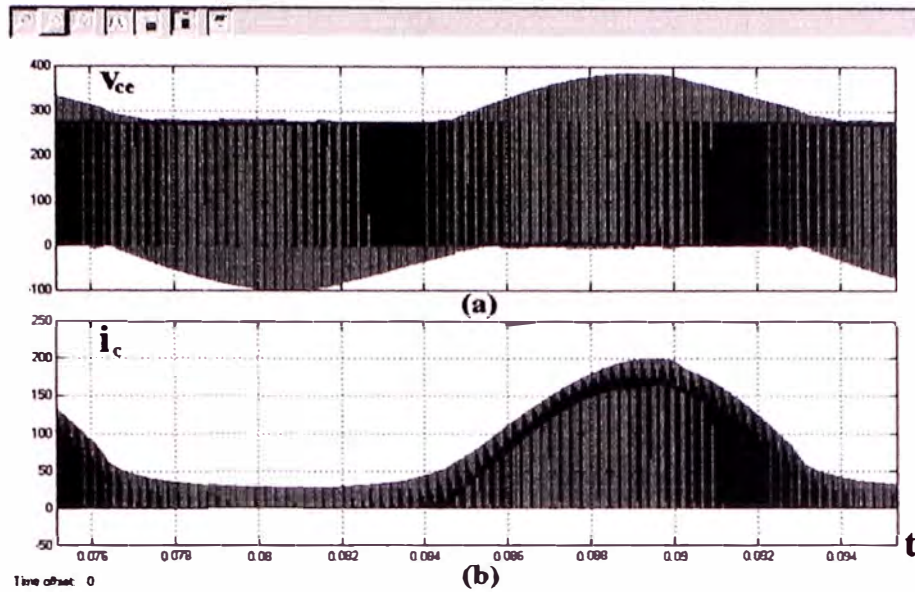


Figura 4.28. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ce}$  y (b) Corriente  $i_c$ .

En la Figura 4.28, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ce}$  y la corriente  $i_c$  del interruptor IGBT1, es de 388,1 V y 200,1 A respectivamente.

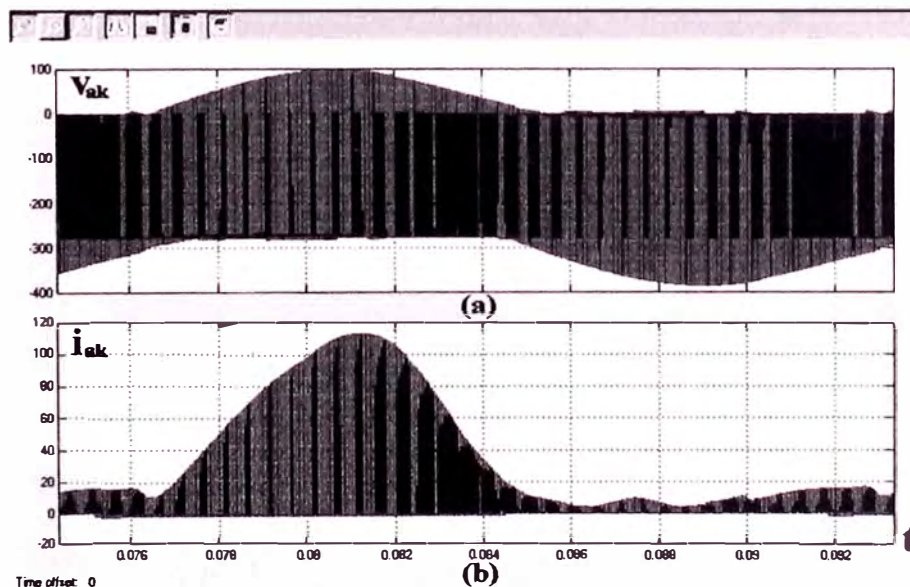
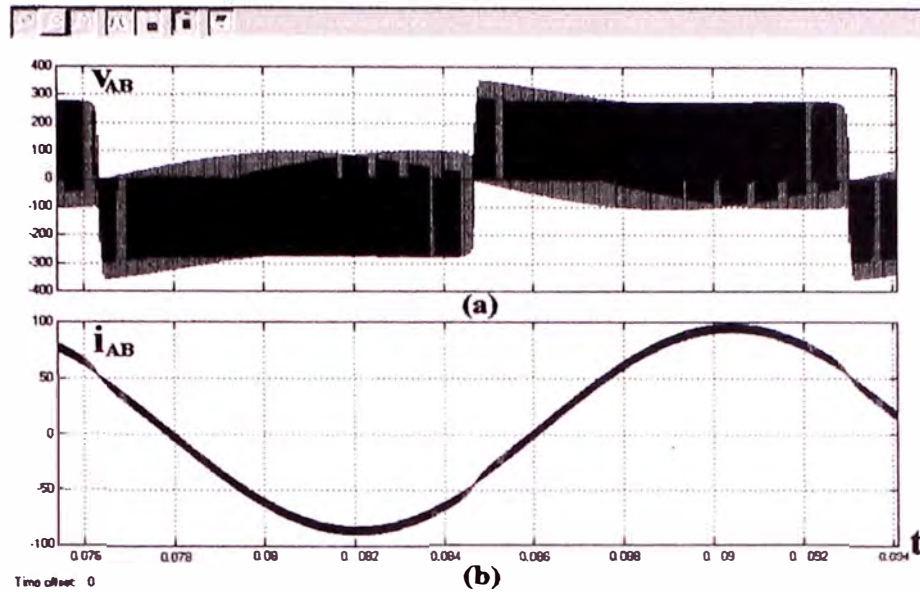


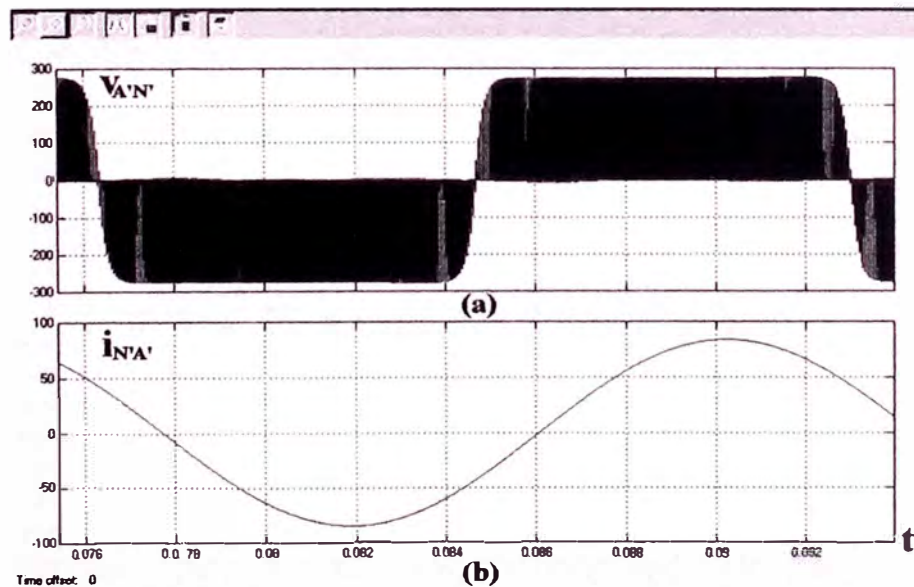
Figura 4.29. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ak}$  y (b) Corriente  $i_{ak}$ .

En la Figura 4.29, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ak}$  y la corriente  $i_{ak}$  del diodo de retroalimentación D1, es de 100 V y 114 A respectivamente.



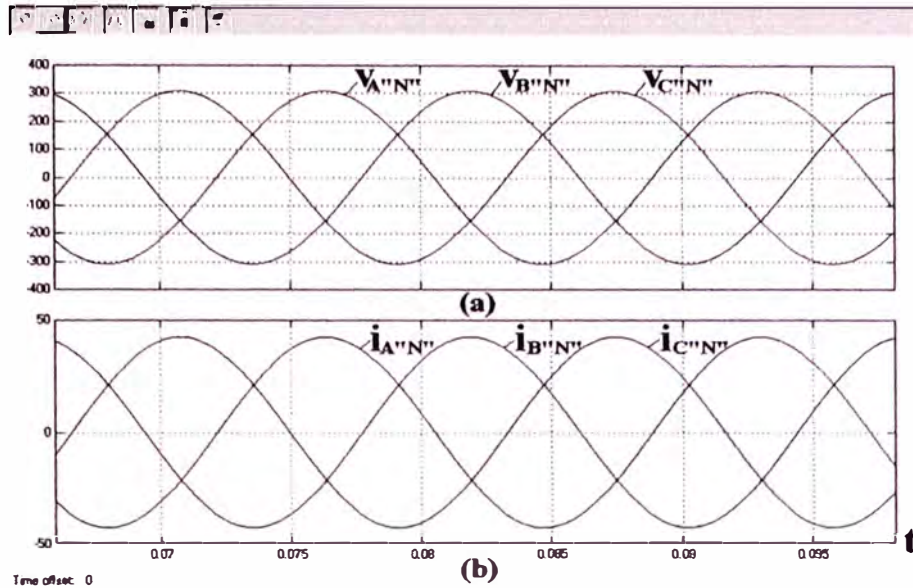
**Figura 4.30. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{AB}$  y (b) Corriente  $i_{AB}$ .**

En la Figura 4.30, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{AB}$  y la corriente  $i_{AB}$  de la fase AB del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, es de 353,8 V y 100 A respectivamente.



**Figura 4.31. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{A'N'}$  y (b) Corriente  $i_{A'N'}$ .**

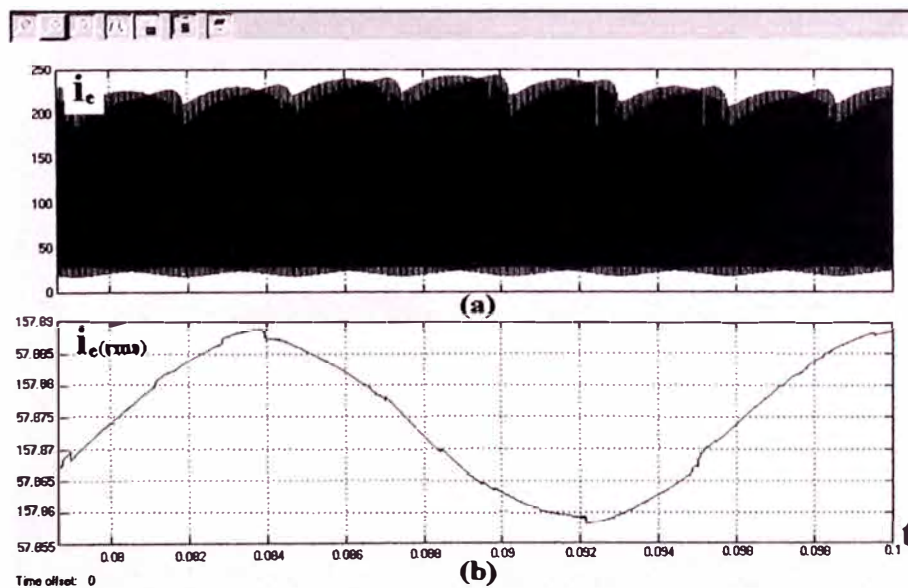
En la Figura 4.31, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{A'N'}$  y la corriente  $i_{A'N'}$  de la fase A'N', es de 280 V y 83 A respectivamente.



**Figura 4.32. Formas de onda: (a) Tensiones y (b) Corrientes.**

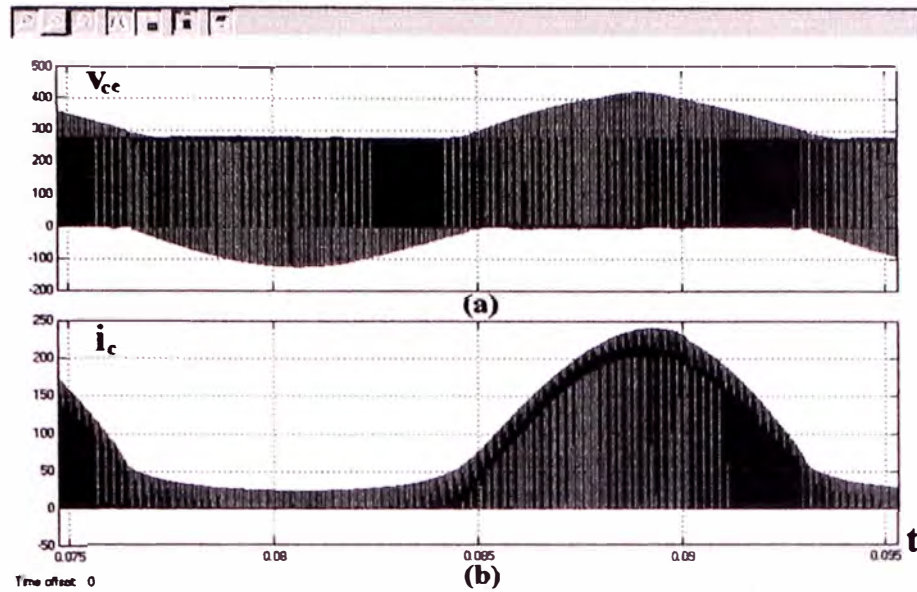
En la Figura 4.32, se observa las tensiones y corrientes de salida, con forma de onda sinusoidal, tienen la amplitud de 311 V y 42,85 A respectivamente, la frecuencia de 60 Hz y se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre sí.

#### 4.1.5 Para 25 KW de potencia de salida $P_s$ .



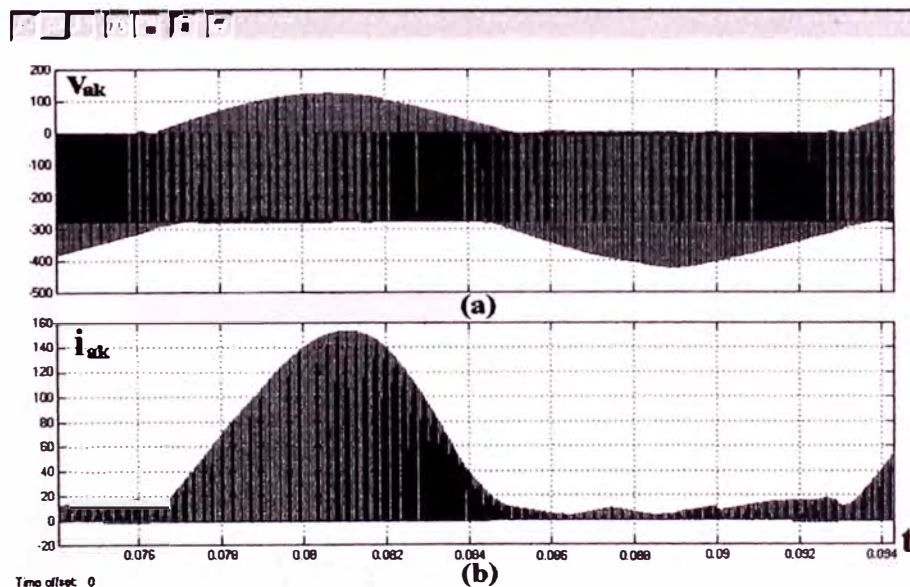
**Figura 4.33. Formas de onda: (a) Corriente  $i_e$  y (b) Su valor eficaz  $i_{e(rms)}$ .**

En la Figura 4.33, se observa que los valores máximo y eficaz de la corriente de entrada  $i_e$  son de 245,2 A y 157,87 Arms respectivamente.



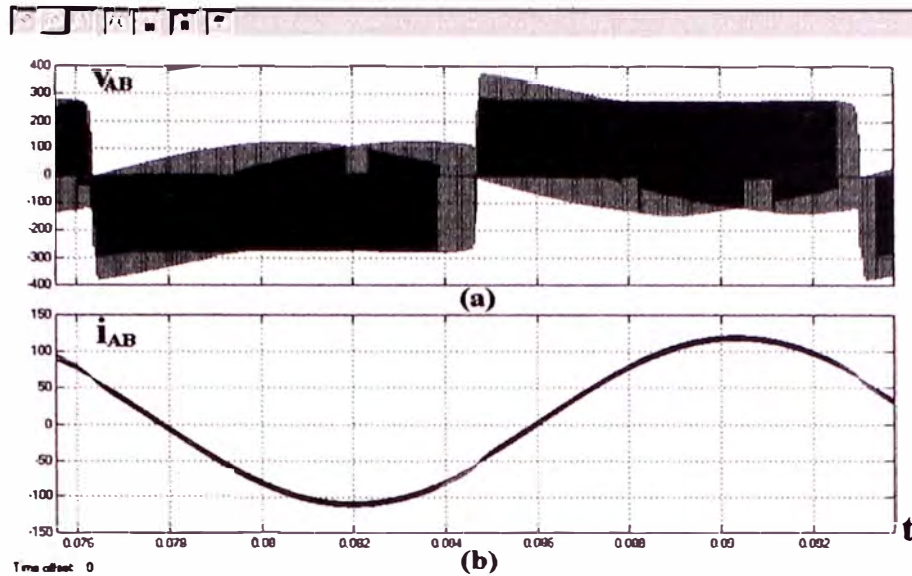
**Figura 4.34. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ce}$  y (b) Corriente  $i_c$ .**

En la Figura 4.34, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ce}$  y la corriente  $i_c$  del interruptor IGBT1, es de 426,6 V y 242,8 A respectivamente.



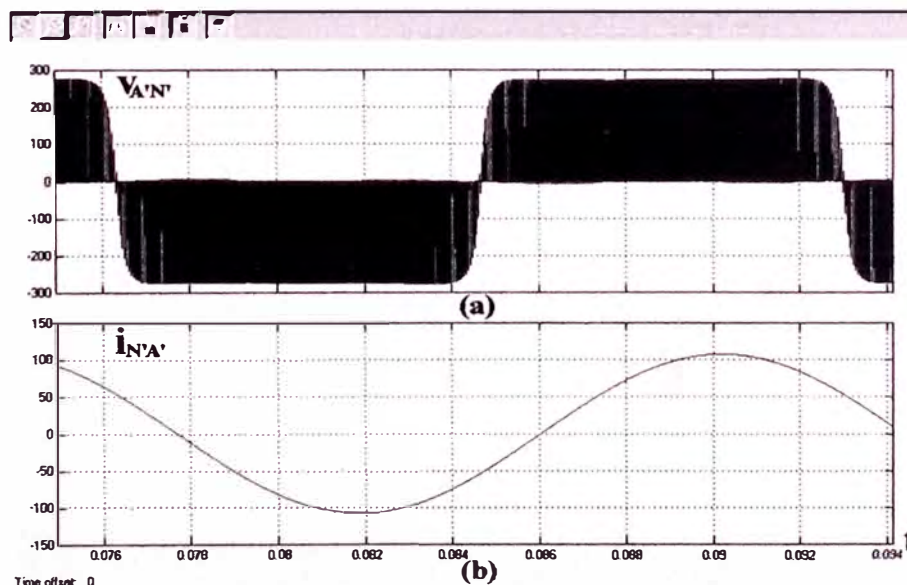
**Figura 4.35. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{ak}$  y (b) Corriente  $i_{ak}$ .**

En la Figura 4.35, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{ak}$  y la corriente  $i_{ak}$  del diodo de retroalimentación D1, es de 130 V y 153,9 A respectivamente.



**Figura 4.36. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{AB}$  y (b) Corriente  $i_{AB}$ .**

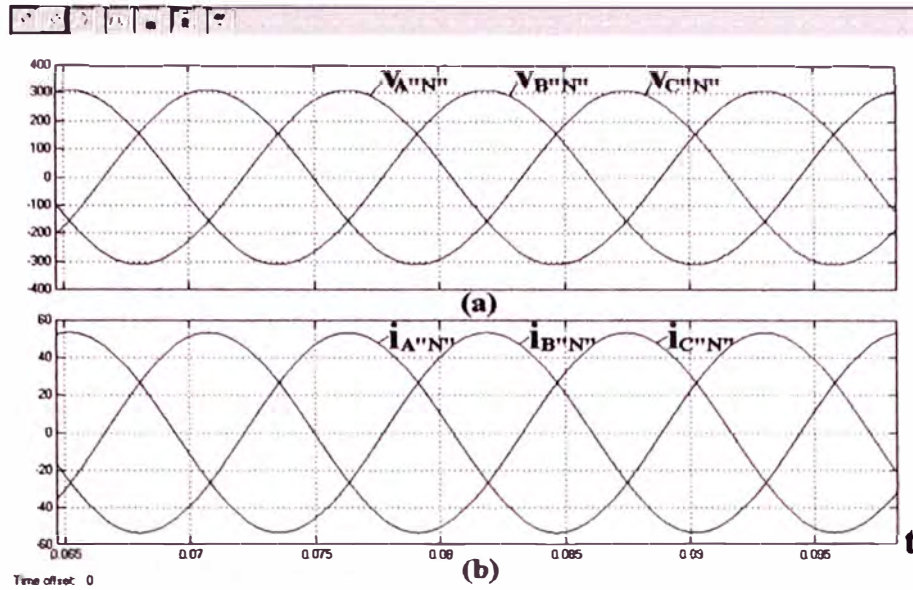
En la Figura 4.36, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{AB}$  y la corriente  $i_{AB}$  de la fase AB del bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y, es de 376,9 V y 124,3 A respectivamente.



**Figura 4.37. Formas de onda: (a) Tensión  $v_{A'N'}$  y (b) Corriente  $i_{N'A'}$ .**

En la Figura 4.37, se observa que el valor máximo de la tensión  $v_{A'N'}$  y la corriente  $i_{N'A'}$  de la fase A'N', es de 280 V y 107,14 A respectivamente.





**Figura 4.38. Formas de onda: (a) Tensiones y (b) Corrientes.**

En la Figura 4.38, se observa las tensiones ( $v_{A''N''}$ ,  $v_{B''N''}$  y  $v_{C''N''}$ ) y corrientes ( $i_{A''N''}$ ,  $i_{B''N''}$  y  $i_{C''N''}$ ) de salida, con forma de onda sinusoidal, tienen la amplitud de 311 V y 53,6 A respectivamente, la frecuencia de 60 Hz y se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre si.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. Debido a que en el presente trabajo se han utilizado modelos casi ideales de los componentes eléctricos, la simulación del sistema inversor trifásico de tensión tendrá algunas limitaciones.
2. Los valores obtenidos para la inductancia  $L$  y capacitancia  $C$  del bloque filtros L-C, calculados teóricamente en el Capítulo II, se utilizaron en la simulación del sistema inversor trifásico de tensión, dando excelentes resultados debido a que el bloque transformador trifásico  $\Delta$ -Y modelado es casi ideal.
3. Los circuitos de protección (snubber circuit) son imprescindibles para limitar el valor máximo de la corriente de colector  $I_{c(max)}$  de los interruptores IGBTs y de ese modo proteger a dichos dispositivos modelados. Estos circuitos de protección nos permiten reducir el valor de la potencia de entrada  $P_e$ , potencia entregada al bloque inversor trifásico de tensión.

4. Según la Tabla 2, el sistema inversor trifásico de tensión simulado trabaja mejor cuando la potencia de salida  $P_s$ , potencia entregada a las cargas del bloque cargas balanceadas en Y, sea de 25 KW, esto es debido a que el valor de la eficiencia  $n$  es mayor en este caso. Según la característica  $P_s$ - $n$ , mostrada en la Figura 3.2, podemos decir que la eficiencia máxima  $n_{max}$  se obtendría cuando el valor de la potencia de salida  $P_s$ , sea de aproximadamente 28 KW ( $P_s = 28 \text{ KW}$ ).
  
5. Se puede utilizar los resultados de la simulación para implementar un sistema práctico. En todo caso, para mejorar el diseño del sistema, se podría simular un sistema inversor trifásico de tensión con control a lazo cerrado, que permita variar automáticamente los valores de la inductancia  $L$  y la capacitancia  $C$  del bloque filtros L-C, al variar el valor de la resistencia  $R$  de las cargas del bloque cargas balanceadas en Y.

**ANEXO**

**El IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**

# The Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

## Structure

Fig.1 shows the structure of a typical n-channel IGBT. All discussion here will be concerned with the n-channel type but p-channel IGBT's can be considered in just the same way.

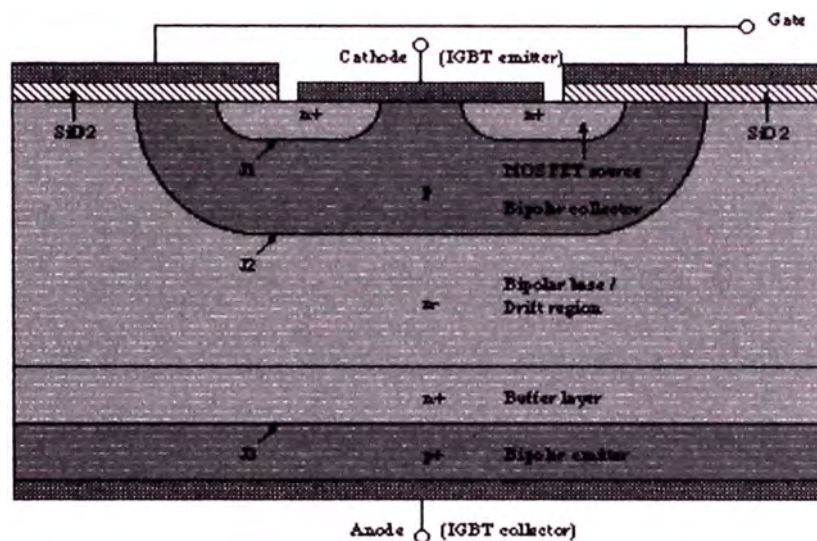


Fig.1: A typical IGBT structure

The structure is very similar to that of a vertically diffused MOSFET featuring a double diffusion of a p-type region and an n-type region. An inversion layer can be formed under the gate by applying the correct voltage to the gate contact as with a MOSFET. The main difference is the use of a p<sup>+</sup> substrate layer for the drain. The effect is to change this into a bipolar device as this p-type region injects holes into the n-type drift region.

# Operation

## Blocking Operation

The on/off state of the device is controlled, as in a MOSFET, by the gate voltage  $V_G$ . If the voltage applied to the gate contact, with respect to the emitter, is less than the threshold voltage  $V_{th}$  then no MOSFET inversion layer is created and the device is turned off. When this is the case, any applied forward voltage will fall across the reversed biased junction J2. The only current to flow will be a small leakage current.

The forward breakdown voltage is therefore determined by the breakdown voltage of this junction. This is an important factor, particularly for power devices where large voltages and currents are being dealt with. The breakdown voltage of the one-sided junction is dependent on the doping of the lower-doped side of the junction, i.e. the  $n^-$  side. This is because the lower doping results in a wider depletion region and thus a lower maximum electric field in the depletion region. It is for this reason that the  $n^-$  drift region is doped much lighter than the p-type body region. The device that is being modelled is designed to have a breakdown voltage of 600V.

The  $n^+$  buffer layer is often present to prevent the depletion region of junction J2 from extending right to the p bipolar collector. The inclusion of this layer however drastically reduces the reverse blocking capability of the device as this is dependent on the breakdown voltage of junction J3, which is reverse biased under reverse voltage conditions. The benefit of this buffer layer is

that it allows the thickness of the drift region to be reduced, thus reducing on-state losses.

### On-state Operation

The turning on of the device is achieved by increasing the gate voltage  $V_G$  so that it is greater than the threshold voltage  $V_{th}$ . This results in an inversion layer forming under the gate which provides a channel linking the source to the drift region of the device. Electrons are then injected from the source into the drift region while at the same time junction J3, which is forward biased, injects holes into the  $n^-$  doped drift region (Fig.2).

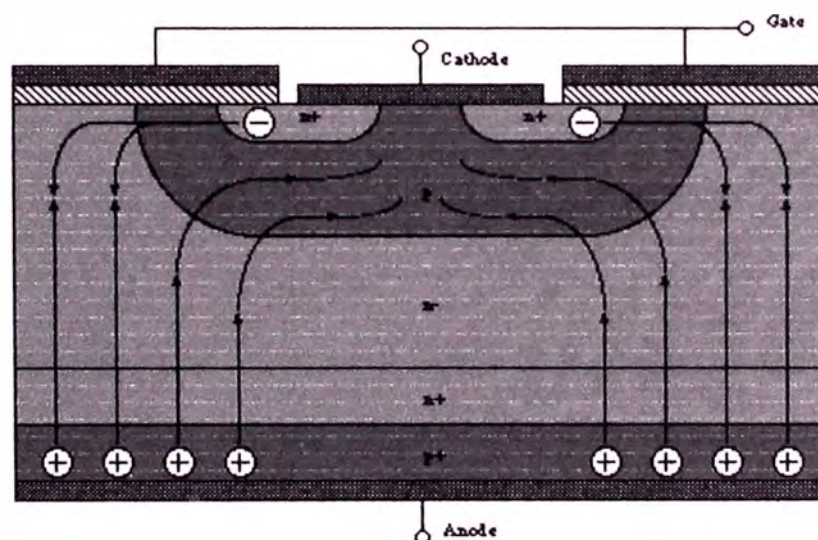


Fig 2: Hole and electron flow in the IGBT during on-state

This injection causes conductivity modulation of the drift region where both the electron and hole densities are several orders of magnitude higher than the original  $n^-$  doping. It is this conductivity modulation which gives the IGBT its low on-state voltage because of the reduced resistance of the drift region.

Some of the injected holes will recombine in the drift region, while others will cross the region via drift and diffusion and will reach the junction with the p-type region where they will be collected. The operation of the IGBT can therefore be considered like a wide-base pnp transistor whose base drive current is supplied by the MOSFET current through the channel. A simple equivalent circuit is therefore as shown in Fig.3(a)

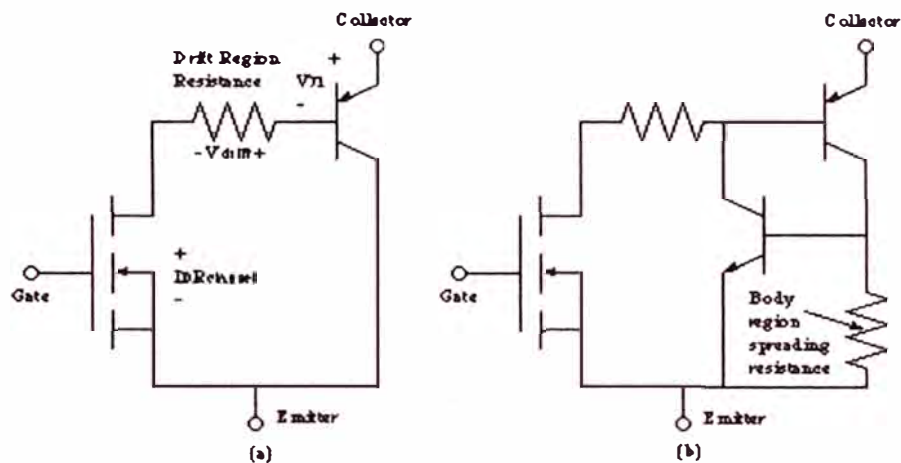


Fig 3: (a) Simple equivalent circuit for the IGBT; (b) more complete equivalent circuit showing the transistors which make up the parasitic thyristor

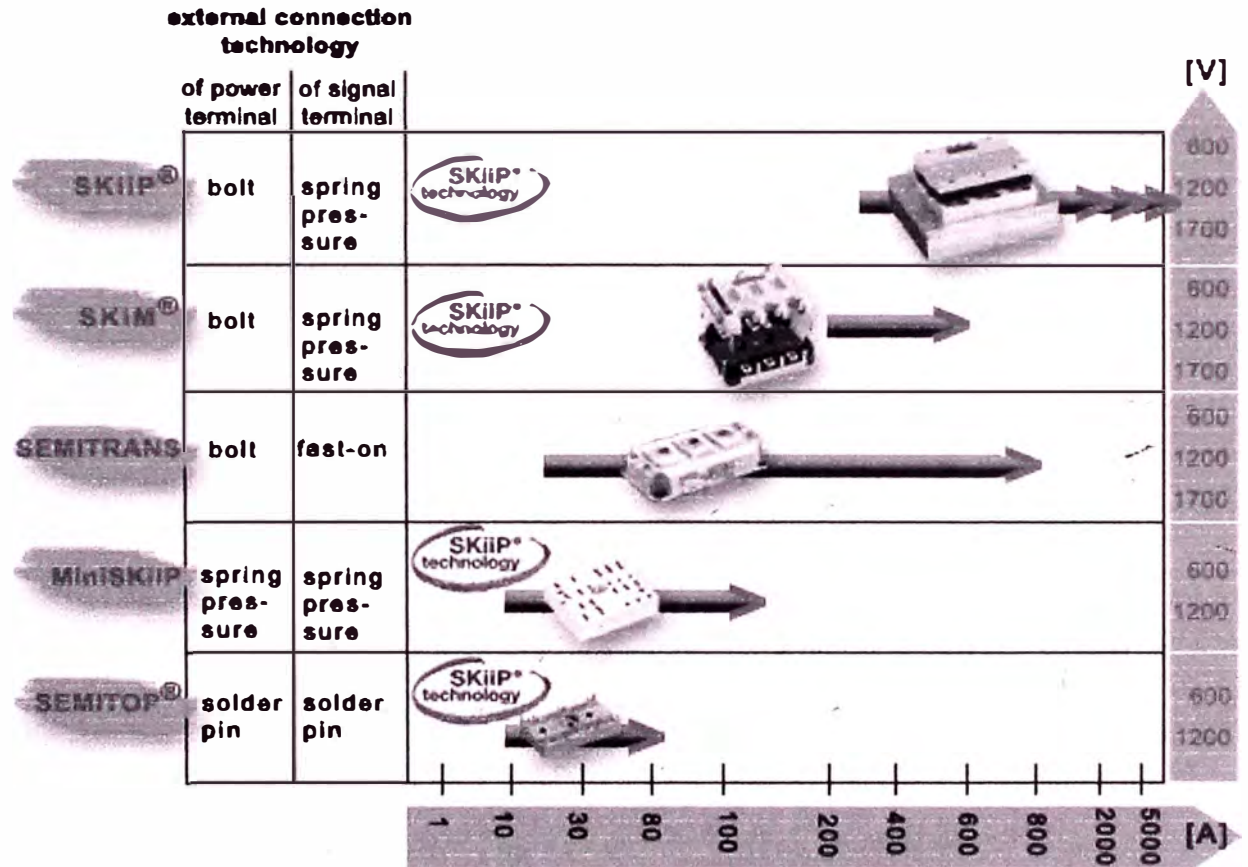
Fig.3(b) shows a more complete equivalent circuit which includes the parasitic npn transistor formed by the  $n^+$ -type MOSFET source, the p-type body region and the  $n^-$ -type drift region. Also shown is the lateral resistance of the p-type region. If the current flowing through this resistance is high enough it will produce a voltage drop that will forward bias the junction with the  $n^+$  region turning on the parasitic transistor which forms part of a parasitic thyristor. Once this happens there is a high injection of electrons from the  $n^+$  region into the p region and all gate control is lost. This is known as latch up and usually leads to device destruction.



# SEMIKRON

innovation + service

## IGBT:



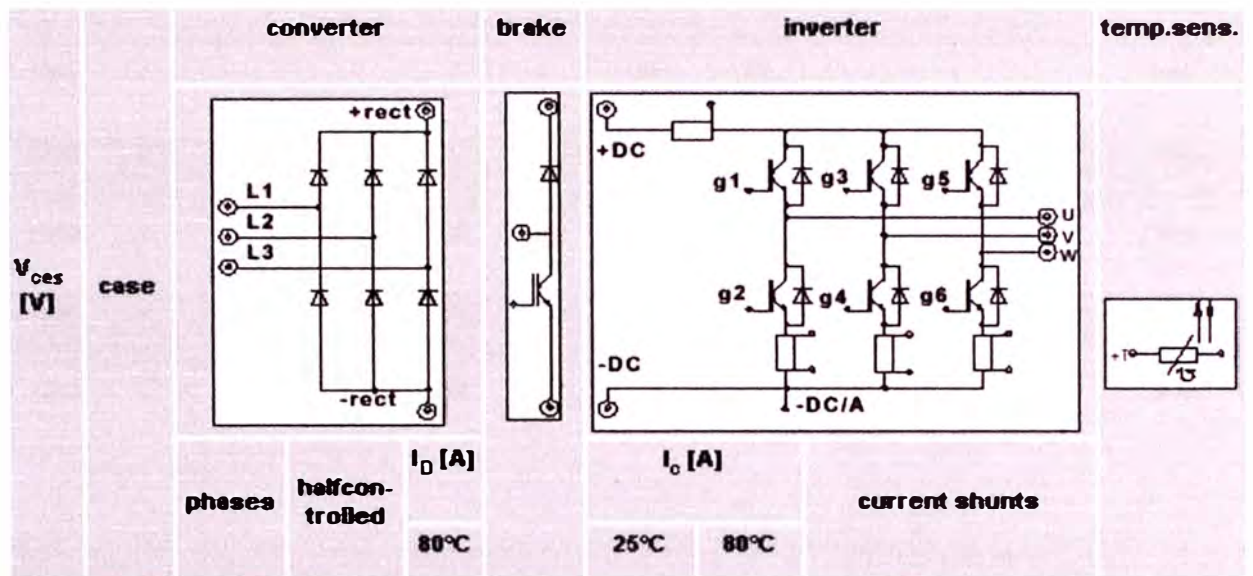


Features

Typical Applications

Explanations

Terminology



MiniSKIIP 1									
600	1	3	no	12	yes	11	8	-	yes
600	1	3	no	12	yes	17	12	-	yes
600	1	1	no	12	-	11	8	-	yes
600	1	1	no	12	-	11	8	yes	yes
600	1	1	no	12	-	17	12	-	yes
600	1	1	no	12	-	17	12	yes	yes

<b>MiniSKIIP 2</b>									
<b>600</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>27</b>	<b>19</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>600</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>27</b>	<b>19</b>	<b>yes</b>	<b>yes</b>
<b>600</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>30</b>	<b>21</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>600</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>27</b>	<b>19</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>600</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>27</b>	<b>19</b>	<b>yes</b>	<b>yes</b>
<b>1208</b>	<b>2</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>33</b>	<b>25</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1208</b>	<b>2</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>58</b>	<b>40</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>16</b>	<b>11</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>16</b>	<b>11</b>	<b>yes</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>25</b>	<b>yes</b>	<b>23</b>	<b>15</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>

<b>MiniSKIIP 8</b>									
<b>current sensors</b>									
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>65</b>	<b>45</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>65</b>	<b>45</b>	<b>yes</b>	<b>yes</b>
<b>1208</b>	<b>8</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>95</b>	<b>65</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>95</b>	<b>65</b>	<b>yes</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>125</b>	<b>85</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>125</b>	<b>85</b>	<b>yes</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>3</b>	<b>yes</b>	<b>75</b>	<b>yes</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>3</b>	<b>yes</b>	<b>75</b>	<b>yes</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>3</b>	<b>yes</b>	<b>100</b>	<b>yes</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>
<b>1200</b>	<b>8</b>	<b>3</b>	<b>no</b>	<b>100</b>	<b>yes</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>-</b>	<b>yes</b>

## **Features**

- High level power integration
- One- or two-screws-mounting to the customer heatsink, compact design
- Low thermal impedance due to durable ceramic insulation
- Pressure contact technology with simple connection to DCB through pressure contact (no soldering) and with increased power cycling capability
- Low stray inductance
- High power density, low losses
- Integrated temperature sensor
- Integrated shunts for dc and ac current (optional for MiniSKiiP 1 and 2)
- Integrated three-phase current sensor (optional for MiniSKiiP 8)
- Mechanical drawing available for Auto CAD 12 (.DWG, .DXF)

## **Typical Applications**

- Three phase motor drive inverter
- Uninterruptable power supplies UPS
- Converter
- General power switching supplies

## BIBLIOGRAFÍA

1. ELECTRÓNICA DE POTENCIA, CIRCUITOS DISPOSITIVOS Y APLICACIONES, SEGUNDA EDICIÓN.  
Autor: Mahummad H. Rashid.
2. SIMULINK USER'S GUIDE, VERSION 2.  
Autor: The Math Works Inc.
3. SISTEMAS ELECTROTÉCNICOS DE POTENCIA, ELECTRÓNICA DE REGULACIÓN Y CONTROL DE POTENCIA.  
Autor: Joaquín Velazco Ballano, Miguel Oriol Velilla, José Otero Arias.
4. POWER ELECTRONICS. CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN.  
Autor: Mohan, Undeland, Robbins.
5. CATÁLOGO TÉCNICO SEMIKRON. INNOVATION +SERVICE. SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.  
Autor-Editor: Semikron.
6. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL. ELECTRÓNICA DE POTENCIA.  
Autor: Hansruedi Bühler.
7. INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA.  
Autor: Katsuhiko Ogata.