

11. ANEXOS

Índice

| | |
|---|-----|
| 1 Transformadas de Clark y Park | 91 |
| 1.1 Modelo referencial de Clark o Concordia | 91 |
| 1.2 Modelo referencial de Park..... | 94 |
| 1.3 Transformadas de Park de variables de estado | 95 |
| 2 Proceso de construcción de los modelos | 97 |
| 2.1 Modulación SPWM | 97 |
| 2.2 Modelado del Inversor Trifásico Binivel..... | 97 |
| 2.3 Modelado del Inversor Trifásico Trinivel | 103 |
| 2.4 Control de potencia en un inversor binivel..... | 113 |
| 2.5 Modelado de la plataforma de ensayos..... | 120 |
| 3. Inyección del tercer armónico | 125 |
| 4. Protocolo de ensayos | 129 |
| 5. Circuito de mando de contactores electromecánicos..... | 137 |
| 5.1 Sistema de precarga y descarga de condensadores..... | 137 |
| 5.3 Modo de operación | 138 |
| 5.3 Lógica de control de contactores de potencia..... | 142 |
| 6. Características de la plataforma de ensayos | 145 |
| 6.1 Inversor Trinivel NPC | 145 |
| 6.2 Configuración del switch..... | 146 |
| 6.3 Cadena de Control | 151 |
| 7 Sistema de Adquisición de datos | 153 |
| 7.1 Sensores de corriente | 154 |
| 7.2 Sensores de tensión..... | 154 |
| 8 Ensayos de velocidad del dispositivo NI sbRIO 9631 | 157 |
| 8.1 NI sbRIO 9631 | 157 |
| 9 Resultados..... | 161 |
| 9.1 Resultados del ensayo experimental del modulador. | 161 |
| 9.2 Resultados del ensayo experimental del control de corriente..... | 163 |
| 9.3 Resultados del ensayo de intercambio de potencia con la red eléctrica. | 167 |

1. Transformadas de Clark y Park

Se realizan cambios de coordenadas a los siguientes sistemas de referencia (*Fig. 1.1*):

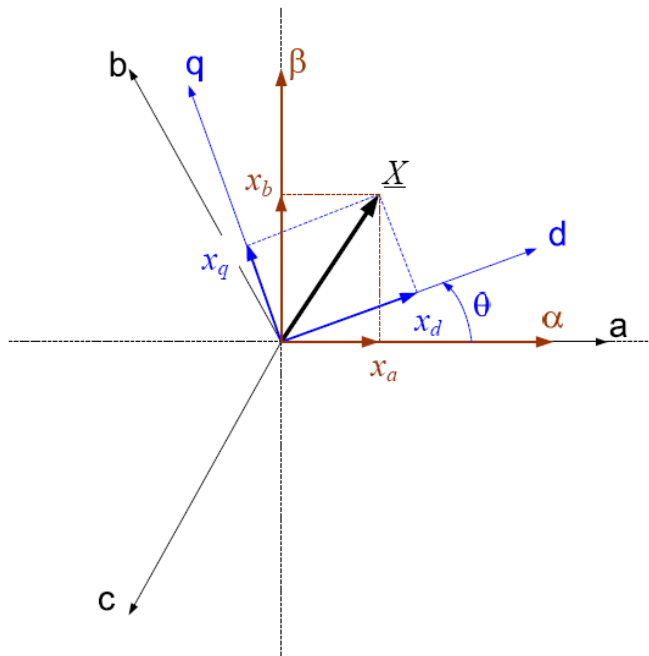


Fig. 1.1. Sistemas de referencia abc, dq y $\alpha\beta$.

1.1 Modelo referencial de Clark o Concordia

Se basa en un sistema de dos ejes fijos α y β .

Paso de abc a $\alpha\beta$:

Ya que los ejes abc se encuentran distribuidos a 120° , las componentes $\alpha\beta$ del vector X son:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= x_a - x_b \sin 30^\circ - x_c \sin 30^\circ \\ x_\beta &= x_b \cos 30^\circ - x_c \cos 30^\circ \end{aligned} \quad (1.1)$$

Es decir:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

En un sistema trifásico equilibrado:

$$\begin{aligned} x_a + x_b + x_c &= 0 \\ x_b &= -x_a - x_c \end{aligned} \quad (1.3)$$

$$x_\alpha = \frac{3}{2} x_a \quad (1.4)$$

La amplitud en las coordenadas $\alpha\beta$ es $3/2$ mayor que en las coordenadas abc , por lo que para operar con las variables transformadas conservando la amplitud de las originales, es necesario multiplicar por una constante $K=2/3$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Si en cambio, se requiere que las variables transformadas representen la potencia intercambiada, se deben realizar las siguientes consideraciones:

La potencia asociada a cualquier magnitud física depende del cuadrado de la misma:

$$p_i = c \cdot x_i^2 \quad (1.6)$$

Si la potencia del sistema trifásico debe ser igual al del sistema bifásico transformado, ha de cumplirse:

$$\begin{aligned} p_a + p_b + p_c &= p_\alpha + p_\beta \\ c \cdot x_a^2 + c \cdot x_b^2 + c \cdot x_c^2 &= c \cdot x_\alpha^2 + c \cdot x_\beta^2 \\ x_a^2 + x_b^2 + x_c^2 &= x_\alpha^2 + x_\beta^2 \end{aligned} \quad (1.7)$$

Sustituyendo el lado derecho de la igualdad por la transformada:

$$x_a^2 + x_b^2 + x_c^2 = k^2 \cdot (x_\alpha^2 + x_\beta^2 + x_c^2 - x_b \cdot x_c - x_a \cdot x_b - x_a \cdot x_c) \quad (1.8)$$

Con un sistema trifásico equilibrado se tiene:

$$x_a = -x_b - x_c \quad (1.9)$$

Sustituyendo esta ecuación en la igualdad de potencias se obtiene:

$$2 \cdot (x_b^2 + x_c^2 + x_b \cdot x_c) = 3 \cdot k^2 \cdot (x_b^2 + x_c^2 + x_b \cdot x_c) \quad (1.10)$$

Para que las variables transformadas representen fielmente la potencia intercambiada, se tiene que:

$$k = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1.11)$$

Paso de $\alpha\beta$ a dq

De la figura 1.2 se deduce:

$$\begin{aligned} x_d &= d_1 + d_2 \\ x_q &= q_1 - q_2 \end{aligned} \quad (1.12)$$

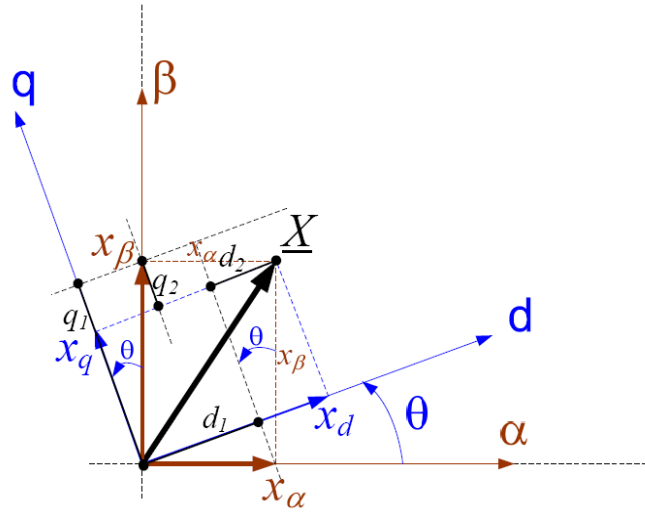


Fig. 1.2. Cambios de coordenadas a los sistemas de referencia dq y $\alpha\beta$.

$$\begin{aligned} x_d &= x_\alpha \cos \theta + x_\beta \sin \theta \\ x_q &= x_\beta \cos \theta - x_\alpha \sin \theta \end{aligned} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Paso de $\alpha\beta$ a abc

De (1.4) se tiene que:

$$x_a = \frac{2}{3} x_\alpha \quad (1.15)$$

Así de las ecuaciones (1.2), (1.3) y (1.14) se obtiene:

$$\begin{aligned} x_b &= \frac{1}{\sqrt{3}} x_\beta - \frac{1}{3} x_\alpha \\ x_c &= -\frac{1}{\sqrt{3}} x_\beta - \frac{1}{3} x_\alpha \end{aligned} \quad (1.16)$$

La matriz de transformación resulta:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Para mantener la amplitud de las variables transformadas se ha de dividir por el factor $K=2/3$, sin embargo si se desea mantener la potencia $K = \sqrt{2/3}$.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Paso de dq a $\alpha\beta$

De la ecuación (1.13) se tiene que:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Paso de abc a dq

De las ecuaciones (1.15) y (1.13) se deduce:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

1.2 Modelo referencial de Park

Se basa en dos ejes móviles d y q.

Paso de dq a abc

Con las ecuaciones (1.17) y (1.18) se llega a:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

1.3 Transformada de Park de variables de estado

Las variables de estado se caracterizan por la derivada de las mismas con respecto al tiempo. A continuación se deduce la transformada de Park de las variables de estado.

Suponiendo que el sistema de referencia solidario al eje d está girando a velocidad ω constante, la ecuación (1.19) se puede escribir como:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Derivando con respecto al tiempo:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left\{ K \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} + \\ &K \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.23)$$

Operando:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left\{ K \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} + \\ &K \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.24)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} x_q \\ -x_d \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) & -\sin(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Se observa un acoplamiento cruzado X_{dq} que depende de la velocidad angular a la que gira el sistema de coordenadas. En los sistemas de control vectorial suele ser importante realizar un desacoplo mediante una realimentación que compense estos términos.

2 Proceso de construcción de los modelos

2.1 Modulación SPWM

La modulación SPWM, (*Sinusoidal PWM*) se basa en la modulación PWM (*modulación por anchura de pulso*). El control indirecto es caracterizado por un modulador que activa los interruptores del convertidor según un periodo de conmutación, y evaluando la tensión de referencia.

La estrategia de control SPWM se basa en comparar una señal de referencia sinusoidal (*moduladora, de frecuencia no elevada*) con una o varias señales portadoras (*habitualmente triangulares*), de frecuencia superior a la moduladora, para generar una señal de control toda-nada que es la señal de disparo de los dispositivos de conmutación.

En un inversor trifásico trinivel son necesarias dos señales portadoras para diferenciar entre los tres posibles niveles de tensión de fase, y tres referencias, cada una corresponde a una fase.

Utilizar una portadora en forma de diente de sierra aumenta el contenido armónico, así que se utilizan dos portadoras con forma triangular simétrica.

La modulación SPWM puede plantearse empleando tres tipos de portadoras simétricas en función de la disposición de las mismas. En el caso de que las portadoras sean triangulares simétricas, las técnicas de modulación POD (*Portadoras con simetría respecto al eje horizontal*) y APOD (*Portadoras alternadas en contrafase*) son equivalentes.

En este sistema, las disposiciones APOD y POD tienen iguales características en armónicos. No se tiene armónico a la frecuencia de conmutación, pero sí a múltiplos impares a ambos lados de dicha frecuencia.

Con la disposición PD (*Portadoras en fase*) no existen armónicos a frecuencia de conmutación. Se tienen armónicos pares alrededor de múltiplos impares y armónicos impares alrededor de inexistentes múltiplos pares de la portadora. Sin embargo, la estrategia PD es la que menor THD presenta.

2.2 Modelado del Inversor Trifásico Binivel

Se ha creado un modelo mediante Matlab/Simulink de un inversor trifásico binivel, utilizando técnicas de control basadas en modulación SPWM. En cada una de las ramas de salida se tiene una carga RL y una fuente de tensión. (*Fig. 2.1*).

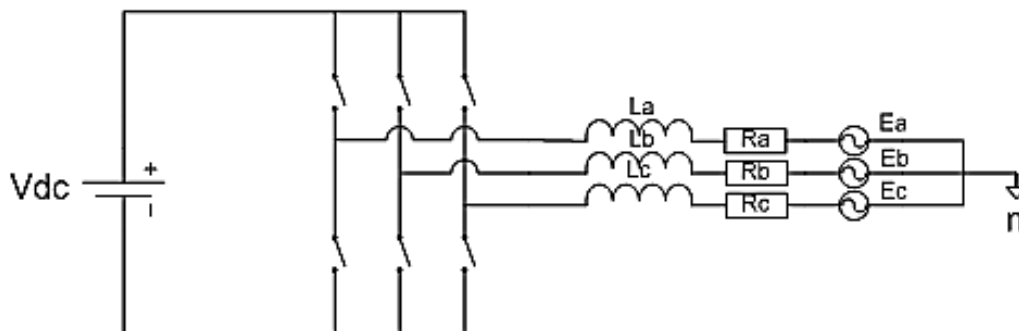


Fig. 2.1. Esquema de un inversor binivel conectado a red.

Las hipótesis de partida para el modelo son: fuentes de energía ideales, interruptores estáticos ideales y elementos pasivos lineales e invariantes.

Para empezar, se construye un modelo que responda de manera adecuada a las pretensiones de control, obteniendo las ecuaciones de estado. En este caso, las corrientes que circulan por las ramas a, b y c.

Tensiones en las ramas:

$$\begin{pmatrix} V_{an} = V_{aN} - V_{nN} \\ V_{bn} = V_{bN} - V_{nN} \\ V_{cn} = V_{cN} - V_{nN} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{pmatrix} V_{aN} = V_{an} + V_{nN} \\ V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \\ V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{pmatrix} V_{an} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_a \\ V_{bn} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + E_b \\ V_{cn} = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + E_c \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

La suma de las corrientes por las ramas unidas a un punto común es igual a cero:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.4)$$

E igual sucede con sus derivadas:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (2.5)$$

De las ecuaciones (2.2) y (2.3) se obtiene:

$$\begin{pmatrix} V_{aN} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_a + V_{nN} \\ V_{bN} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + E_b + V_{nN} \\ V_{cN} = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + E_c + V_{nN} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Y despejando la corriente de la rama c respecto de las otras dos en (2.4) y (2.5):

$$\begin{pmatrix} i_c = -i_a - i_b \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

De la ecuación (2.6) se despeja V_{nN} en la rama c:

$$V_{nN} = V_{cN} - L_c \frac{di_c}{dt} - R_c i_c - E_c \quad (2.8)$$

Ahora, sustituyendo (2.7) en (2.8) se obtiene la tensión en el punto central en función de las corrientes que circulan por las ramas a y b:

$$V_{nN} = V_{cN} + L_c \frac{di_a}{dt} + L_c \frac{di_b}{dt} + R_c i_a + R_c i_b - E_c \quad (2.9)$$

Sustituyendo esta última ecuación en (2.6):

$$\begin{pmatrix} V_{aN} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_a + V_{cN} + L_c \frac{di_a}{dt} + L_c \frac{di_b}{dt} + R_c i_a + R_c i_b - E_c \\ V_{bN} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + E_b + V_{cN} + L_c \frac{di_a}{dt} + L_c \frac{di_b}{dt} + R_c i_a + R_c i_b - E_c \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Por último, operando con (2.10) se obtienen las derivadas de la corriente en las ramas a y b:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{(L_b + L_c)V_{aN} - L_b V_{cN} - L_c V_{bN} - (R_c L_b - R_b L_c)i_b - (R_a L_b + R_a L_c + R_c L_b)i_a - (L_b + L_c)E_a - L_c E_b - L_b E_c}{L_a L_b + L_b L_c + L_c L_a} \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{(L_a + L_c)V_{bN} - L_a V_{cN} - L_c V_{aN} - (R_b L_a + R_b L_c + R_c L_a)i_b - (R_c L_a - R_a L_c)i_a + L_c E_a - L_a E_c - (L_a + L_c)E_b}{L_a L_b + L_b L_c + L_c L_a} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Y de (2.7) y (2.11) se obtiene la derivada de la corriente en la rama c:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{(L_a + L_b)V_{cN} - L_b V_{aN} - L_a V_{bN} + (R_c L_b + R_b L_a + R_c L_a)i_b + (R_c L_a + R_c L_b + R_c L_a)i_a + L_b E_a + L_a E_b - (L_a + L_b)E_c}{L_a L_b + L_b L_c + L_c L_a} \quad (2.12)$$

Si se eliminan las tensiones de las ramas ($E_a = E_b = E_c = 0$) e igualamos los valores de R y L para las distintas ramas ($R_a = R_b = R_c = R$), y ($L_a = L_b = L_c = L$), las ecuaciones se simplifican notablemente (*modelo simplificado*):

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\frac{2}{3} V_{aN} - \frac{1}{3} (V_{bN} + V_{cN}) - R i_a \right] \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\frac{2}{3} V_{bN} - \frac{1}{3} (V_{aN} + V_{cN}) - R i_b \right] \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\frac{2}{3} V_{cN} - \frac{1}{3} (V_{aN} + V_{bN}) + R (i_a + i_b) \right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} son iguales a V_{DC} ó 0 V en función de los interruptores que en ese momento estén cerrados, por lo que usaremos una expresión del tipo $u_a V_{DC}$ con $u_a \in \{0,1\}$ en función del tipo de control empleado.

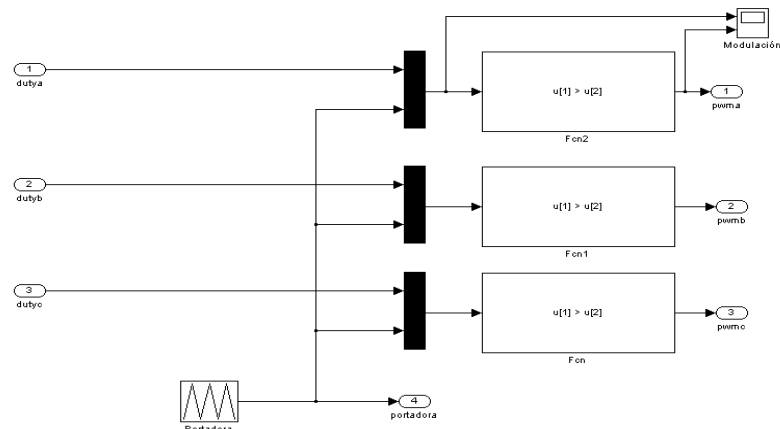


Fig. 2.3. Bloque PWM de control del inversor binivel.

Las señales moduladoras son tres ondas sinusoidales de frecuencia 50 Hz y desfasadas 120°. Dichas señales tienen una amplitud de valor 0,5 V con un Offset de 0,5 V, por lo que toman valores entre 0 y 1 V.

REF_a Senoidal, Amplitud=0,5, Frecuencia=50*(2*pi), Bias(Offset)=0.5

REF_b Senoidal, Amplitud=0,5, Frecuencia=50*(2*pi), Bias(Offset)=0.5 Phase (rad)=-2*pi/3

REF_c Senoidal, Amplitud=0,5, Frecuencia=50*(2*pi), Bias(Offset)=0.5 Phase (rad)=-4*pi/3

- Si la moduladora es mayor que la portadora superior, entonces $u = +1$.
- Si la moduladora es menor que la portadora superior, pero mayor que la portadora inferior, entonces $u = 0$.
- Si la moduladora es menor que la portadora inferior, entonces $u = -1$.

La señal portadora tiene forma triangular simétrica, con una frecuencia de 2 kHz, tomando valores entre 0 y 1.

En la figura 2.4, se observa, cómo en función de que onda portadora se encuentre por encima o debajo de la moduladora, se obtienen los valores de 0 y 1 de la señal de disparo de los IGBT's de cada rama.

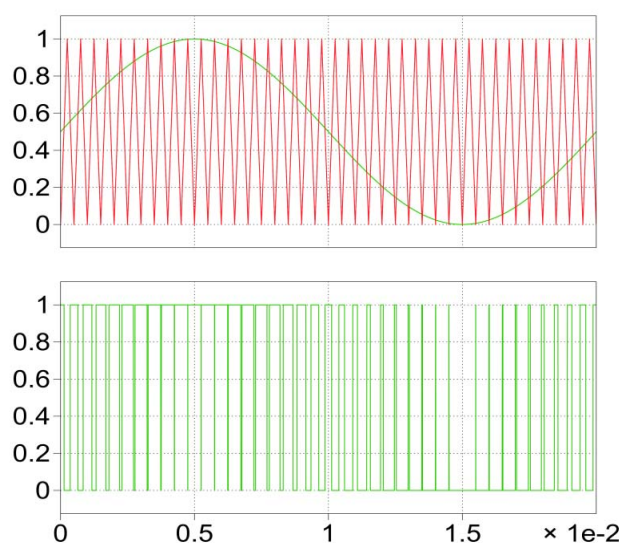


Fig. 2.4. Señal portadora, señal moduladora y señales de disparo del modulador SPWM.

El sistema modelado en lazo abierto trata de seguir tres referencias sinusoidales desfasadas 120° entre sí, de amplitud unidad, de tal manera que cumplan las premisas del modelo.

Valores las variables en la simulación:

%INICIALIZACION DE VARIABLES
USADAS EN EL MODELO INVERSOR

%VARIABLES RELATIVAS A LA
GENERACION DEL PWM

M = 0.5; %Indice de modulacion = 2*M
%duty_a = 0.5;
%duty_b = 0.5;
%duty_c = 0.5;

f = 2000;
T = 1/f;

%VARIABLES DEL INVERSOR

V_{dc} = 700;
L = 0.01;
%R = 10;

R_a = 10;
R_b = 10;
R_c = 10;

L_a = 0.01;
L_b = 0.01;
L_c = 0.01;

% FUENTES DE TENSION IDEALES EN
LAS RAMAS

E_a = 0;
E_b = 0;
E_c = 0;

Resultados:

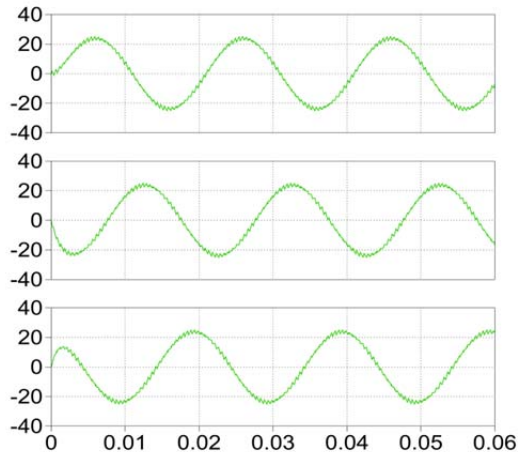


Fig. 2.5. Corrientes por las tres fases.

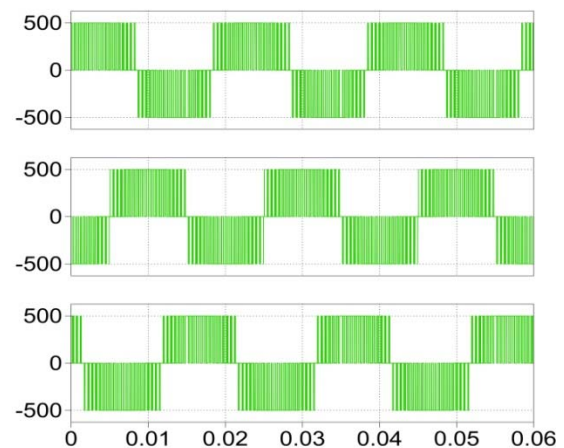


Fig. 2.6. Tensiones de línea.

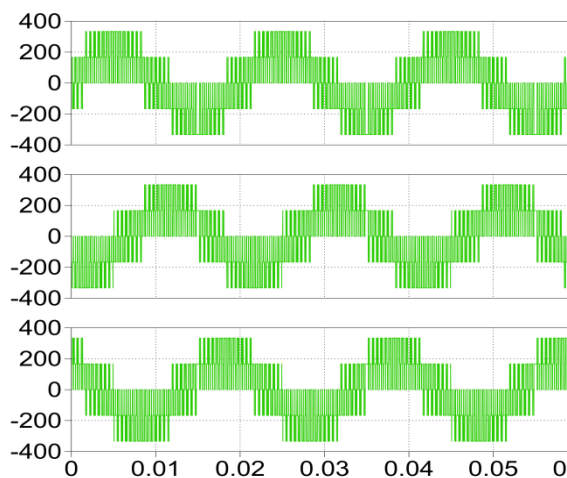


Fig. 2.7. Tensiones de fase.

2.3 Modelado del Inversor Trifásico Trinivel

Se realiza un modelo en Matlab/Simulink de un inversor trifásico trinivel. En cada rama se coloca una impedancia R-L independiente y una fuente de tensión de valores variables e independientes entre sí (Fig. 2.8).

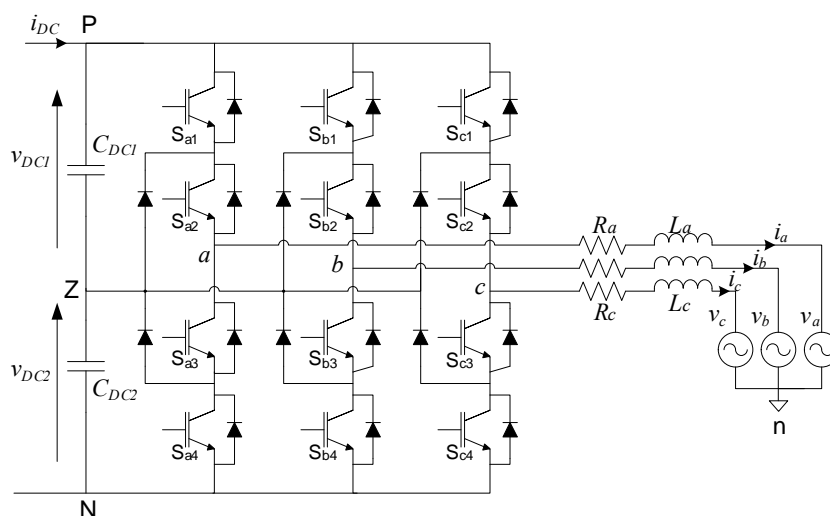


Fig. 2.8. Esquema de un inversor trinivel.

Las hipótesis de partida para el modelo son: fuentes de energía perfectas, interruptores estáticos ideales y elementos pasivos lineales e invariantes.

Para este modelo, reutilizamos las ecuaciones de estado del modelo anterior, ya que son igualmente válidas; la única diferencia es que las tensiones V_{aN} , V_{bN} , V_{cN} , que sólo podían tomar dos valores (V_{DC} ó 0) ahora equivalen a las tensiones V_{aZ} , V_{bZ} , V_{cZ} , que tienen tres posibles valores en función del estado de los interruptores ($+V_{DC1}$, 0 , $-V_{DC2}$).

Se supone equilibrado el bus de tensión continua y que cada condensador se comporta como un generador ideal de tensión, de valor $V_{DC}/2$; por lo que, los tres valores posibles en las ramas son $+V_{DC}/2$, 0 , $-V_{DC}/2$.

Es interesante resaltar, que para seguir usando una expresión del tipo $u_a V_{DC}$, ahora u_a tiene tres posibles valores $\{+1, 0, -1\}$ por lo que en el bloque de generación del SPWM ya no es suficiente una sola portadora, siendo necesarias 2 portadoras por fase. Estas portadoras las colocamos en fase PD (*Phase Disposition*) y tienen un rango respectivamente de -1 a 0 y de 0 a 1.

SPWM:

En este bloque se implementa el modulador, que se basa en comparar una señal moduladora con otra portadora para cada una de las fases. De esta comparación sale la señal de disparo de los IGBT's de cada una de las ramas (*Fig. 2.9*).

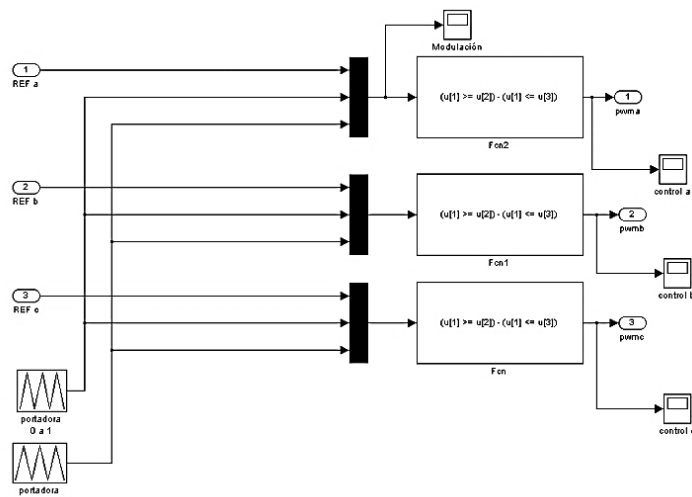


Fig. 2.9. Bloque PWM de control del inversor trinivel.

A partir de aquí, obtenemos el valor de la acción 'u' para cada rama:

Las señales moduladoras son tres ondas senoidales de frecuencia 50 Hz, desfasadas 120°. Dichas señales tienen una amplitud de valor unidad.

Sen_a: Amplitud 1, Bias=0, Frec=50*(2*pi) rad/sec

Sen_b: Amplitud 1, Bias=0, Frec=50*(2*pi) rad/sec, Phase=-2*pi/3

Sen_c: Amplitud 1, Bias=0, Frec=50*(2*pi) rad/sec, Phase=-4*pi/3

Se han de utilizar dos portadoras por cada fase (*Fig. 2.10*). Ambas señales portadoras tienen forma triangular simétrica con una frecuencia de 2 KHz en fase, abarcando la primera el rango de 0 a 1, y la segunda el de -1 a 0.

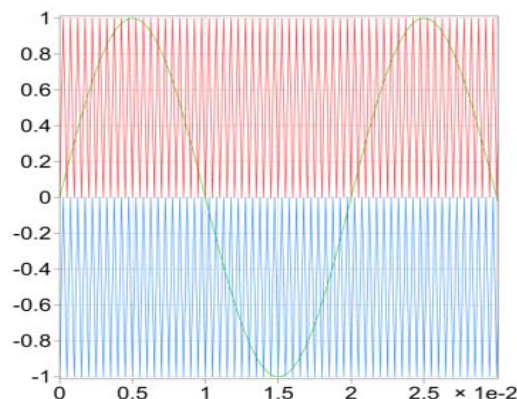


Fig. 2.10. Señales portadoras y señal moduladora.

- Si la moduladora es mayor que la portadora superior, entonces la señal de control 'u' es igual a 1.
- Si la moduladora es menor que la portadora superior pero mayor que la portadora inferior, entonces 'u' = 0.
- Si la moduladora es menor que la portadora inferior, entonces 'u' = -1.

Valores de las variables en la simulación:

%INICIALIZACION DE VARIABLES
USADAS EN EL MODELO INVERSOR
%

%VARIABLES RELATIVAS A LA
GENERACION DEL PWM

f = 2000;
T = 1/f;

%VARIABLES DEL INVERSOR

Vdc = 390; L = 0.01;
R = 10;
Ra = R;
Rb = R;
Rc = R;

La = L;
Lb = L;
Lc = L;

% FUENTES DE TENSION IDEALES EN
LAS RAMAS

Ea = 0;
Eb = 0;
Ec = 0;

Resultados:

Corrientes en las líneas:

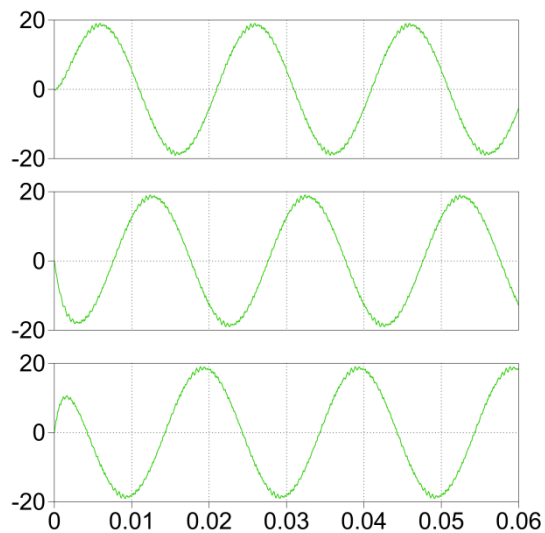


Fig. 2.11. Corrientes de línea.

Tensiones de Línea:

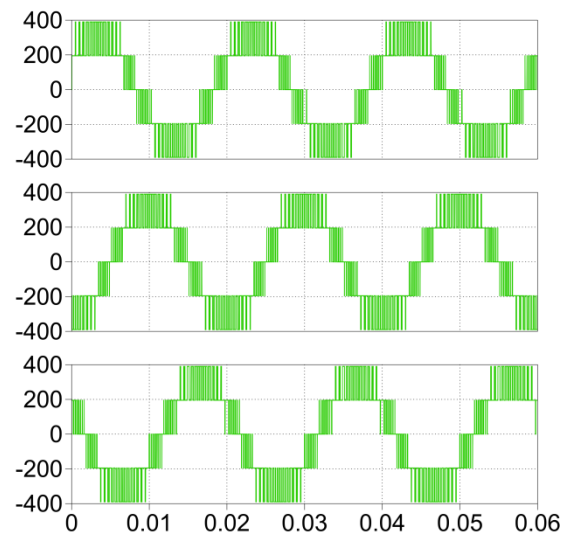


Fig. 2.12. Tensiones de línea.

Tensiones de Fase:

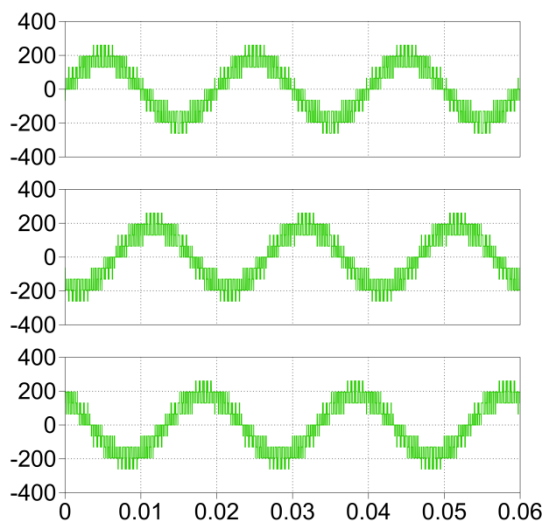


Fig. 2.13. Tensiones de fase.

2.3. Modelado del Inversor Trinivel NPC

Sistema:

Para comprobar el modelo del Inversor Trinivel NPC se modela un circuito formado por un bus de continua y una carga pasiva. El bus de continua está formado por un rectificador trifásico de diodos que se alimenta con una red trifásica equilibrada de 230 V eficaces a una frecuencia de 50Hz. En el mismo bus, se colocan dos condensadores en paralelo con sendas resistencias de equilibrado. Por último, el inversor se conecta a una carga RL, donde se realizarán las mediciones (Fig. 2.14, fig. 2.15).

A continuación, se hace una breve descripción de los bloques que componen el modelo.

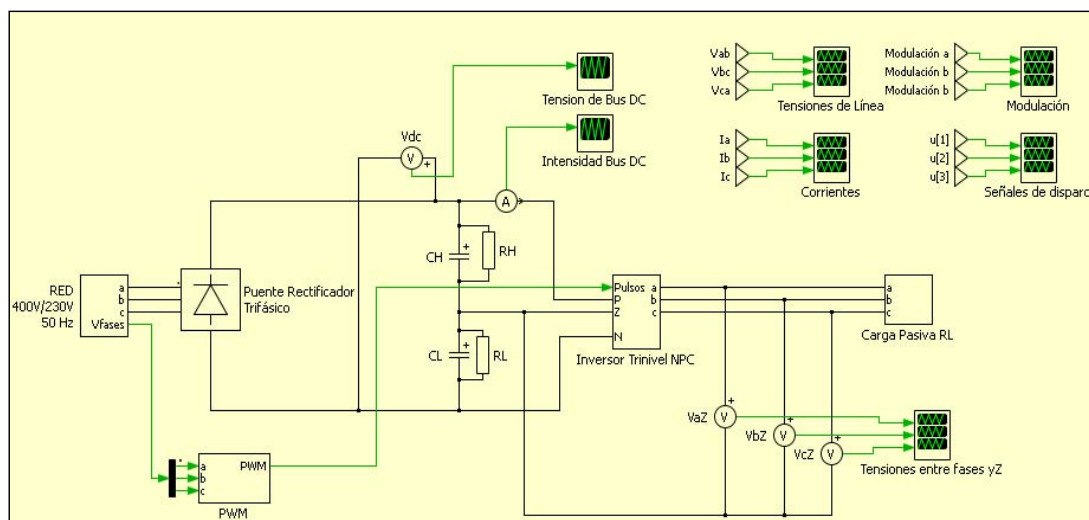


Fig. 2.14. Modelo del sistema.

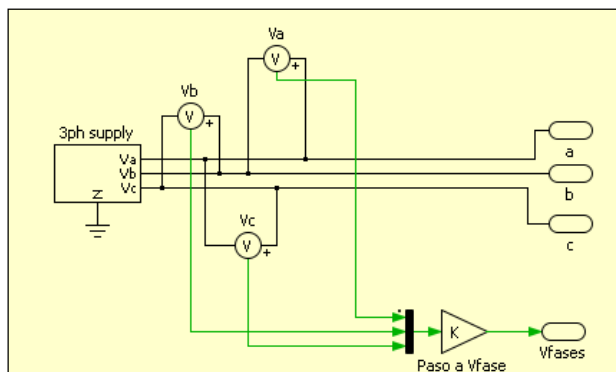
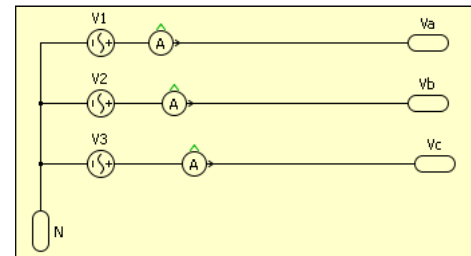
Red:**3ph supply**

Fig. 2.15. Modelo de la red eléctrica trifásica

En el bloque 3ph supply se generan las tres ondas sinusoidales de tensión correspondientes a cada fase.

Puente Rectificador trifásico:

Este puente no controlado rectifica la tensión alterna. Está formado por seis diodos con las siguientes características (Fig. 2.16):

$$V \text{ directa diodo} = 1,35 \text{ V}$$

$$R_{on} \text{ diodo} = 0,0013 \Omega.$$

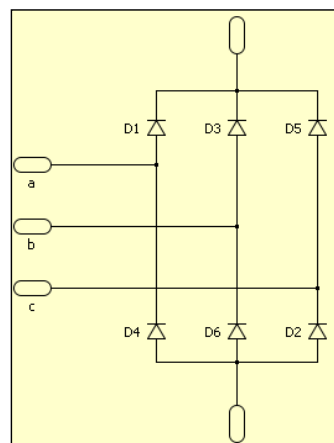


Fig. 2.16. Modelo del puente de rectificación trifásico.

Bus de continua:

Se colocan dos condensadores con sus resistencias de equilibrado (Fig. 2.17):

$$C_h = C_L = 4400 \mu F$$

$$R_H = R_L = 13,5 \text{ K}\Omega$$

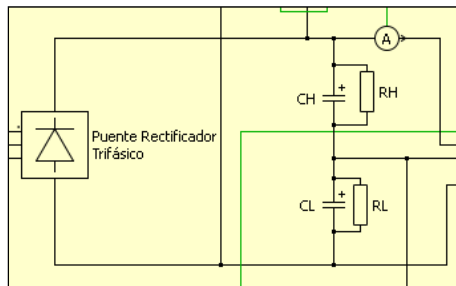


Fig. 2.17. Modelo del bus de tensión continua.

SPWM:

En este bloque se implementa el modulador del inversor, con una señal de amplitud unidad extraída de la red trifásica que alimenta al sistema. Esta señal es comparada con dos ondas portadoras triangulares simétricas (Fig. 2.18).

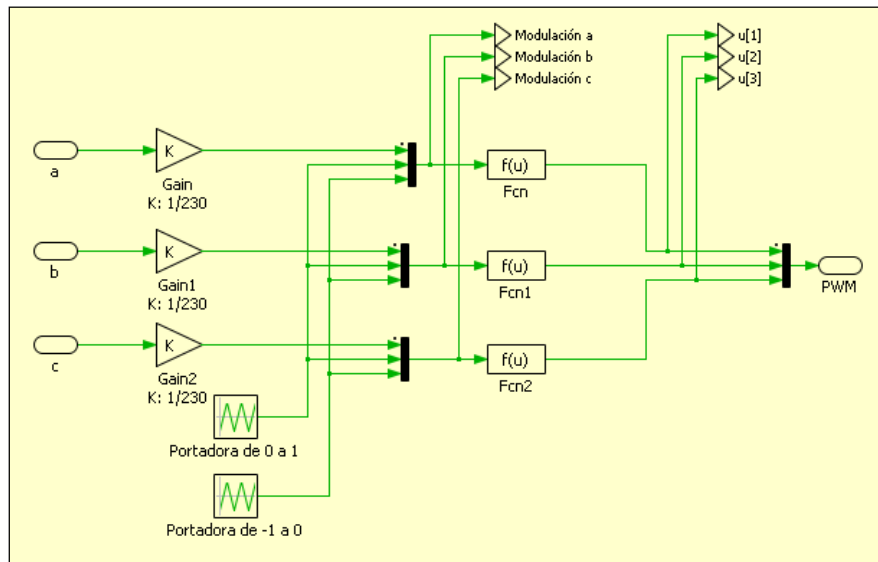


Fig. 2.18. Modelo del bus de tensión continua.

Se aplica una ganancia con $K=1/230$ para tener señales sinusoidales comprendidas entre -1 y 1.

La portadora de 0 a 1 domina los disparos de los dos IGBT's que se encuentran en la parte superior de cada rama (*entre los puntos N - Z*), y la portadora de -1 a 0 dispara los IGBT's que se encuentran en la parte inferior de cada una de las ramas (*entre los puntos Z - P*) del inversor.

Las portadoras tienen una frecuencia de 2 KHz y son triangulares simétricas en fase (PD).

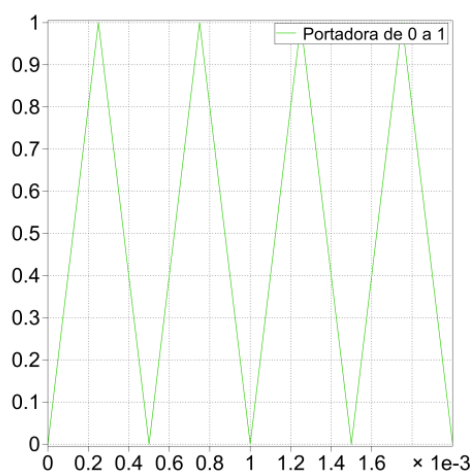


Fig. 2.19. Portadora superior.

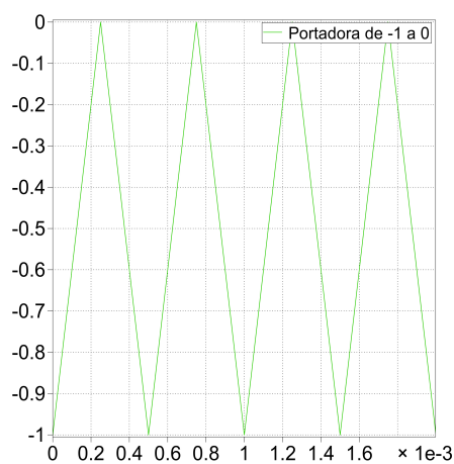


Fig. 2.20. Portadora inferior.

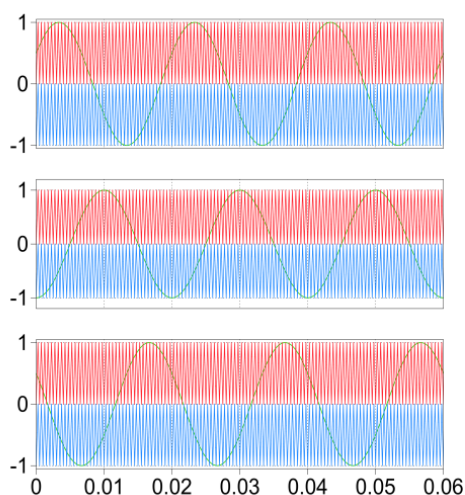


Fig. 2.21. Proceso de modulación

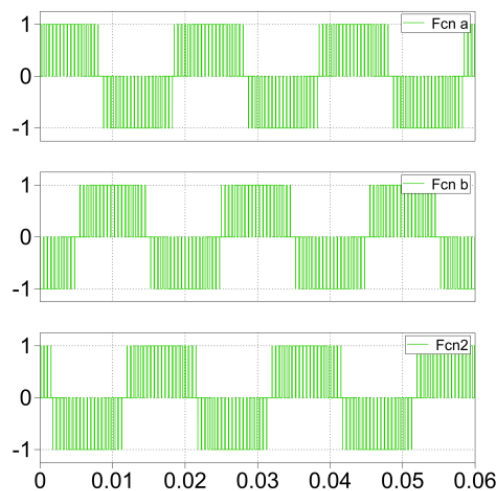


Fig. 2.22. Señales de disparo.

Las funciones que regulan la señal de disparo de los IGBT's son las siguientes:

Si la moduladora es mayor que la portadora superior, entonces la señal de control 'u' es igual a $u=1$.

Fase a: $(u[1] \geq u[2]) - (u[1] \leq u[3])$ siendo:

$$u[1]=V_{ab} \quad u[2]=\text{Portadora de 0 a 1} \quad u[3]=\text{Portadora de -1 a 0}$$

Si la moduladora es menor que la portadora superior pero mayor que la portadora inferior, entonces $u = 0$.

Fase b: $(u[1] \geq u[2]) - (u[1] \leq u[3])$ siendo:

$$u[1]=V_{bc} \quad u[2]=\text{Portadora de 0 a 1} \quad u[3]=\text{Portadora de -1 a 0}$$

Si la moduladora es menor que la portadora inferior, entonces $u = -1$.

Fase c: $(u[1] \geq u[2]) - (u[1] \leq u[3])$ siendo:

$$u[1] = V_{bc} \quad u[2] = \text{Portadora de } 0 \text{ a } 1 \quad u[3] = \text{Portadora de } -1 \text{ a } 0$$

3L VSI NPC:

En este bloque se modela el inversor trinivel NPC (*Fig.2.23*).

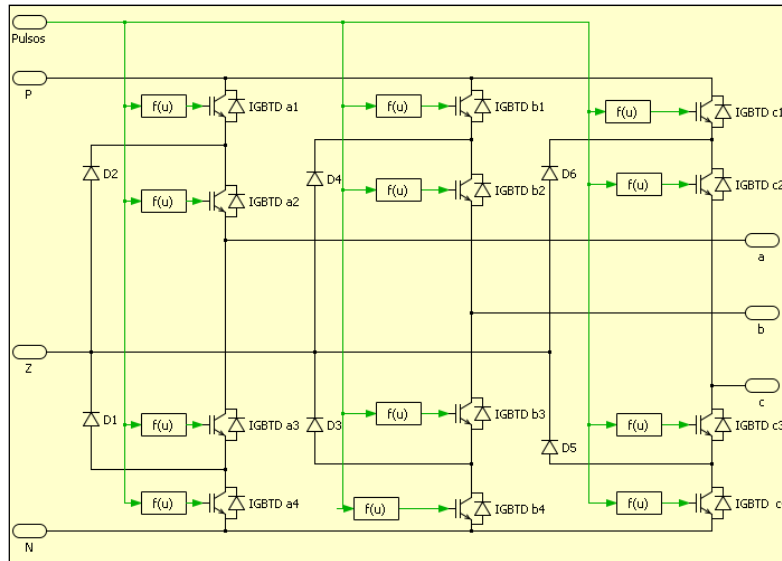


Fig. 2.23. Inversor trinivel 3L NPC construido en Plescs.

Las funciones que gobiernan los disparos de los diferentes IGBT's, en función de las tres señales ($u[1]$, $u[2]$, $u[3]$) que genera el modulador SPWM, son las siguientes:

Rama a:

$$\begin{aligned} \text{IGBT a1 } f(u): u[1] &\geq 1 \\ \text{IGBT a2 } f(u): u[1] &\geq 0 \\ \text{IGBT a3 } f(u): u[1] &\leq 0 \\ \text{IGBT a4 } f(u): u[1] &\leq -1 \end{aligned}$$

Rama b:

$$\begin{aligned} \text{IGBT b1 } f(u): u[2] &\geq 1 \\ \text{IGBT b2 } f(u): u[2] &\geq 0 \\ \text{IGBT b3 } f(u): u[2] &\leq 0 \\ \text{IGBT b4 } f(u): u[2] &\leq -1 \end{aligned}$$

Rama c:

$$\begin{aligned} \text{IGBT c1 } f(u): u[3] &\geq 1 \\ \text{IGBT c2 } f(u): u[3] &\geq 0 \\ \text{IGBT c3 } f(u): u[3] &\leq 0 \\ \text{IGBT c4 } f(u): u[3] &\leq -1 \end{aligned}$$

Carga Pasiva RL (*Fig. 2.24*):

Formada por una resistencia y una inductancia por rama con las siguientes características:

$$\begin{aligned} R_a = R_b = R_c &= 47 \text{ ohm} \\ L_a = L_b = L_c &= 0,01 \text{ H} \end{aligned}$$

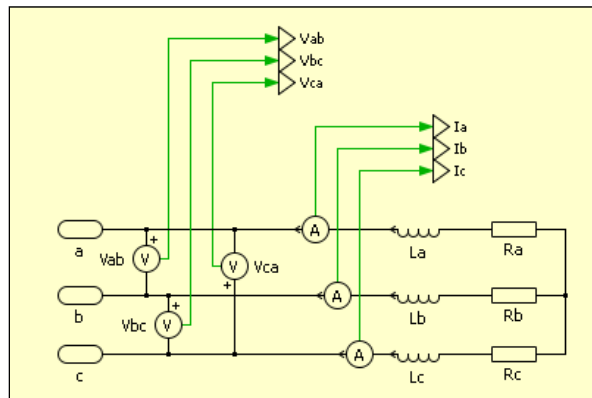


Fig. 2.24. Carga a la salida del inversor 3L NPC.

Valores las variables en la simulación:**% Red**

Vfase=230;
fred=50;
K=1/2;

% PWM

f = 2000;
T = 1/f;

% Rectificador Trifásico

Vdirecta_diodo=1.35;
Ron_diodo=0.0013;

% Carga

L=0.01;
R=47;

% Condensadores

C=4400e-6;
Vinicial=0;
Rc=13500;

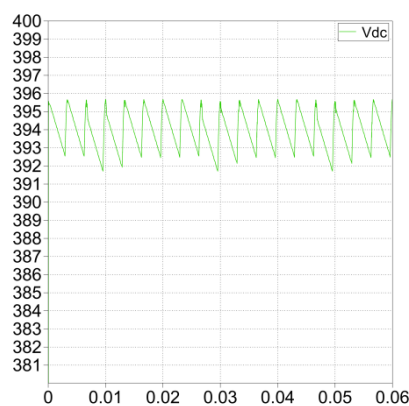
Resultados:

Fig. 2.25. Tensión de bus de continua.

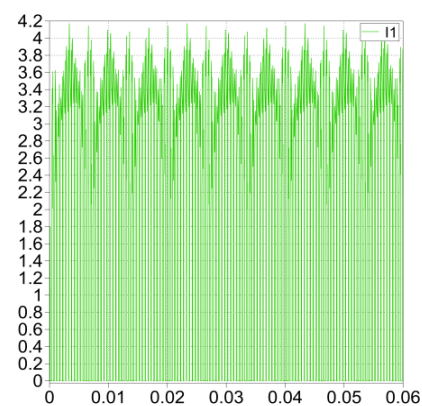


Fig. 2.26. Intensidad de bus de continua.

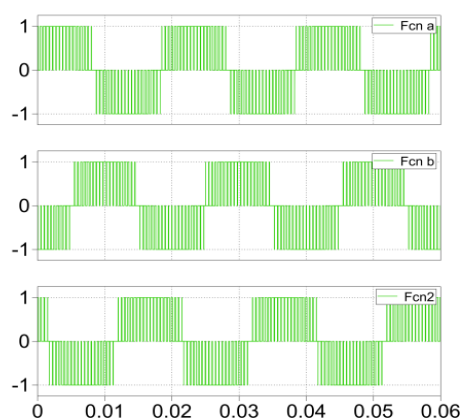


Fig. 2.27. Señales de disparo.

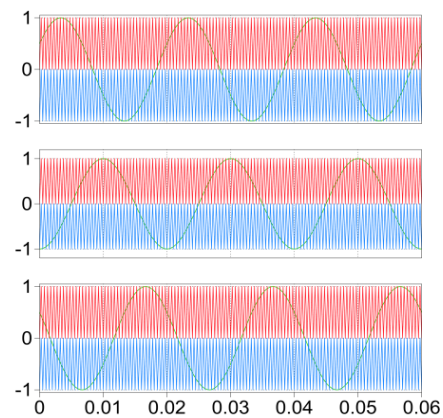


Fig. 2.28. Modulación.

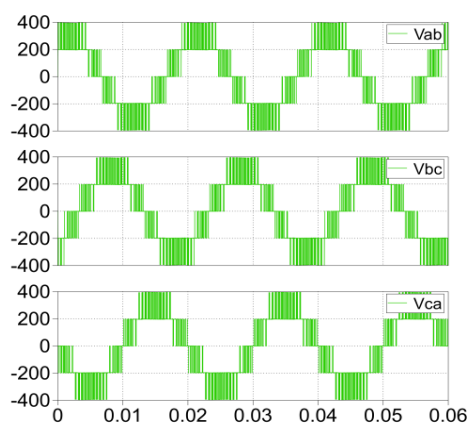


Fig. 2.29. Tensiones de línea a la salida.

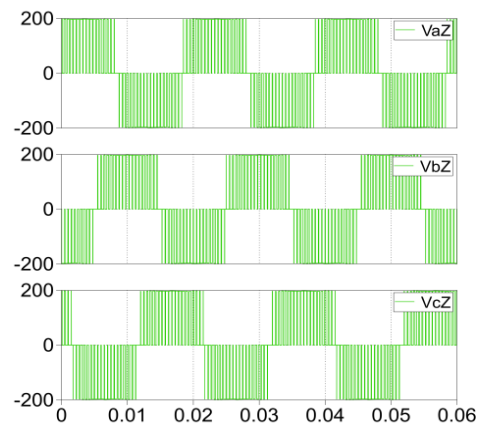


Fig. 2.30. Tensiones entre fases y Z.

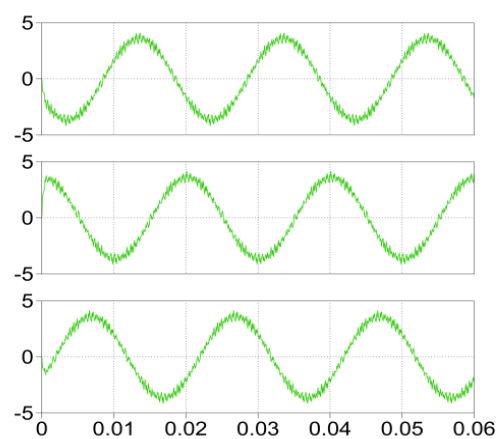


Fig. 2.31. Intensidades en las líneas.

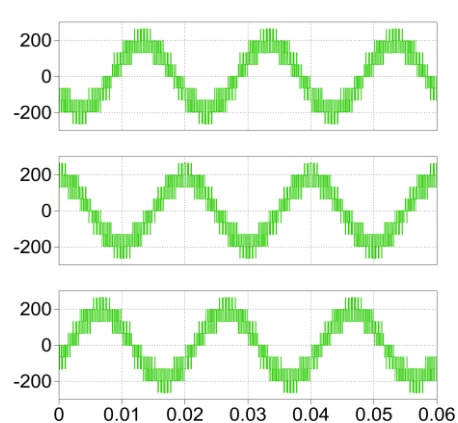


Fig. 2.32. Tensiones de fase.

2.4. Control de potencia en un inversor binivel

Habiendo definido y comprobado el control de corriente en coordenadas dq, se procede a implementarlo en el sistema. Esto conlleva implementar un control PLL para medir la fase de la red eléctrica, y de esta manera poder realizar las transformaciones de un sistema de referencia a otro según se requiera.

Además, se debe medir la potencia activa, y reactiva instantáneas, para poder calcular la consigna de intensidad requerida, según la potencia que se desee que intercambie el sistema. Para ello, se controla un inversor con la técnica de control indirecto VOC (*Voltage Oriented Control*).

Esta estrategia se basa en el conocimiento de la posición del vector de tensión y su orientación espacial con respecto al de corriente. Se utiliza la transformada de Park para pasar a una referencia rotante dq, según el siguiente esquema (Fig. 2.33).

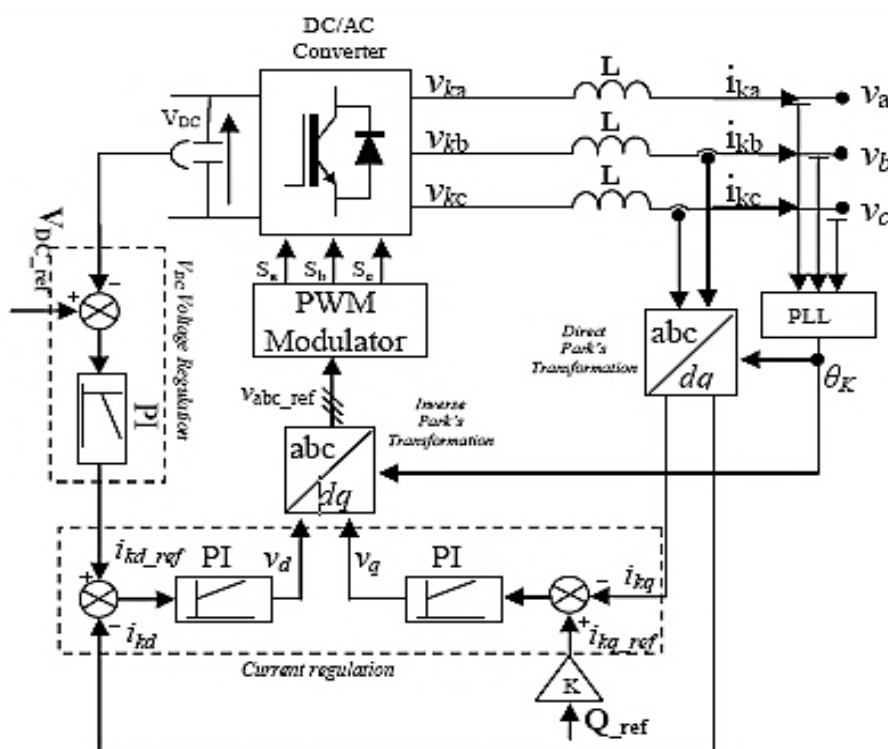


Fig. 2.33. Esquema del control de potencia basado en estrategia VOC.

Para empezar, se construye un modelo con un inversor binivel. El sistema está formado por el inversor conectado a la red eléctrica, que recibe las señales de control por medio de un bloque, en el que se encuentra implementado el control de corriente (*Control + PLL*).

Este bloque de control es alimentado por la consigna de potencia reactiva que se desea intercambiar con la red eléctrica y que se calcula en el bloque de potencia.

A su vez, se suministra la consigna de potencia activa dada por el bloque equilibrado de Vdc. En este bloque se establece la potencia activa necesaria para mantener el bus de continua en un nivel de tensión establecido. Si no se tiene la suficiente potencia activa en el bus de continua, el sistema la absorbe de la red y si por el contrario se tiene en exceso se vierte en la red (Fig. 122).

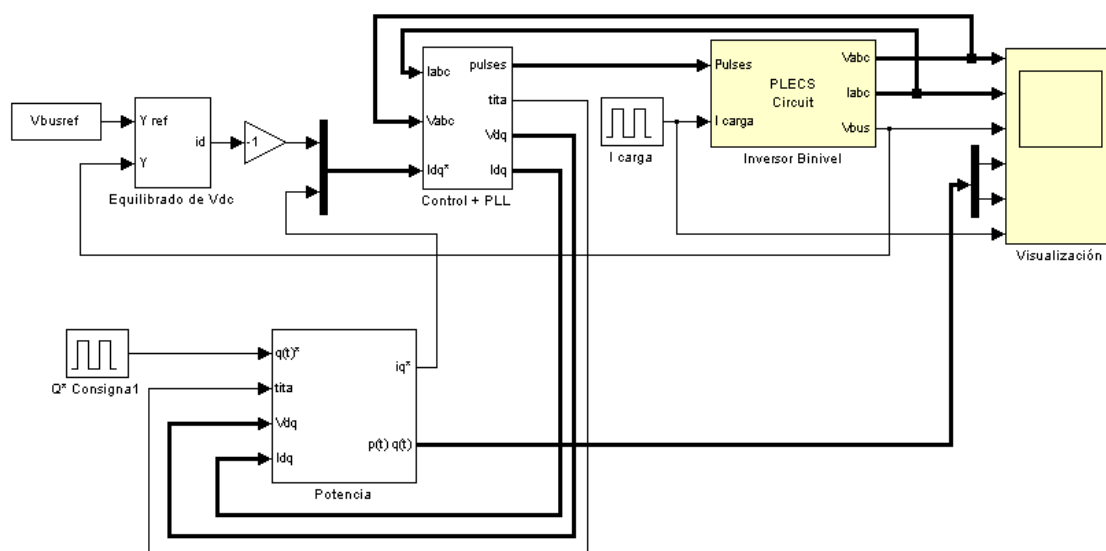


Fig. 2.34. Modelo del sistema implementado en Matlab/Simulink y PLECS.

A continuación, se realiza una descripción de los bloques que componen el modelo del sistema.

Inversor Binivel

El inversor binivel se encuentra precedido por un bus de continua, formado por una fuente de intensidad ideal controlada, que es equivalente al generador eléctrico y la etapa de conversión AC/DC del sistema real. En el bus de continua se encuentra un condensador de $4700 \mu\text{F}$, y se realiza la medición de tensión, que es necesaria para mantener la tensión de bus equilibrada a un nivel preestablecido (Fig. 2.35).

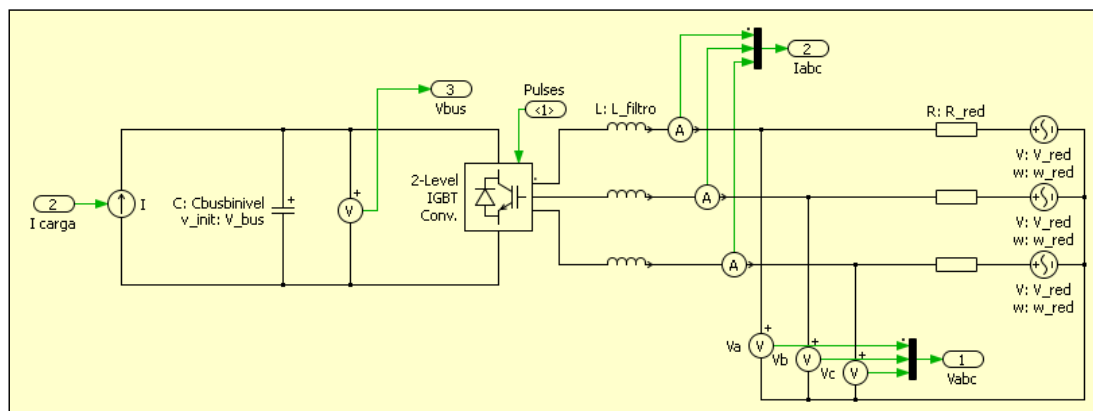


Fig. 2.35. Modelo del sistema a controlar construido en PLECS.

Tras el inversor, se encuentra la inductancia, de cuya ecuación de definición se basa el modelo de control. Además, se tiene una resistencia y una fuente ideal de tensión, que simulan la tensión de la red eléctrica en cada una de las fases.

Con los valores de corriente y tensiones de fase se alimenta el control, que a su vez produce los pulsos que activan cada uno de los IGBT's del inversor.

Control + PLL:

Este bloque esta formado por una PLL (*Phase-Lock Loop*), el control de corriente, y el SPWM que genera los pulsos de control (Fig. 2.36).

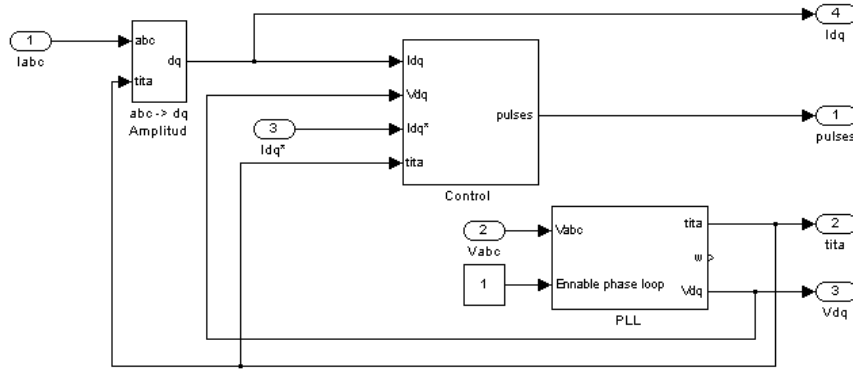


Fig. 2.36. Diagrama de bloques interno de Control + PLL.

PLL:

En el bloque PLL se realiza la transformación de tensiones de fase de red V_{abc} a V_{dq} , con objeto de realizar la medición de fase de la red y alinear el vector d del sistema de coordenadas de Park con la tensión V_d .

El ángulo que se obtiene es utilizado para realizar los cambios de base que se necesitan en el sistema.

Control:

Formado por el control de corriente y el SPWM (Fig. 2.37).

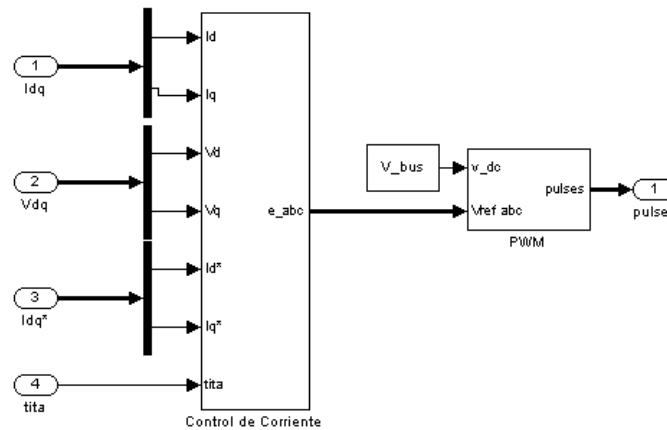


Fig. 2.37. Diagrama de bloques del control, formado por un control de corriente y un bloque PWM.

En el control se introduce un nivel de saturación. Esto es debido a que el valor máximo del primer armónico que se puede alcanzar para una tensión de V_{bus} dada es de:

$$\hat{V}_{o1} = V_{bus} / 2 \quad (2.15)$$

En el caso que se realice sobremodulación con inyección del tercer armónico, el valor máximo del primer armónico de tensión a la salida del inversor es:

$$\hat{V}_{o1} = V_{bus} / \sqrt{3} \quad (2.16)$$

Por lo que la estrategia de modulación que permite obtener las máximas tensiones a partir de una tensión de bus dada, es la de inyectar tercer armónico.

La tensión mínima de bus disponible, inyectando tercer armónico para una tensión de línea nominal, ha de ser:

$$V_{bus} = \sqrt{3}\hat{V}_{o1} = \sqrt{3}\left(\sqrt{2}\frac{V_{l_rms}}{\sqrt{3}}\right) = \sqrt{2}V_{l_rms} \quad (2.17)$$

El esquema de control es una realimentación con proporcional integral, en la cual se introduce la diferencia entre el valor actual de la señal y el valor deseado, es decir el error. Tras el PI se introducen las señales necesarias para compensar el acoplamiento cruzado que se da en el sistema; se introduce un nivel de saturación en la señal obtenida, y se transforma en coordenadas abc para alimentar el bloque PWM (Fig. 2.38).

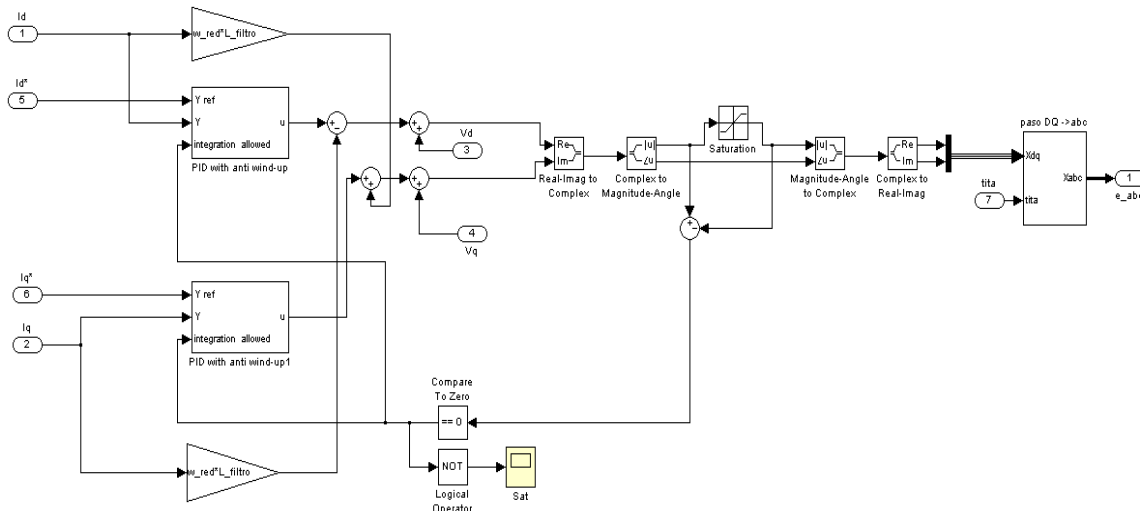


Fig. 2.38. Diagrama de bloques del control de corriente.

La saturación ha de afectar al módulo de los vectores en coordenadas abc por lo que es necesario transformar el valor de la tensión en coordenadas dq para saturar la tensión.

Al producirse saturación es necesario introducir un bloque antiwindup en los dos proporcionales integrales utilizados. Esto es debido a que el integrador continúa integrando el error, la integral aumenta mucho, y es necesario que el error tenga signo contrario durante mucho tiempo antes de volver a la normalidad, produciendo un transitorio largo. La solución consiste en que en cuanto se detecta el estado de saturación el proporcional integral deja de integrar el error.

SPWM

En este bloque se producen las señales de disparo de los IGBT's que conforman el inversor. Consiste en comprar una señal moduladora con otra portadora de mayor frecuencia para cada una de las fases. De esta comparación sale la señal de disparo de los IGBT's de cada una de las ramas del inversor (Fig. 2.39).

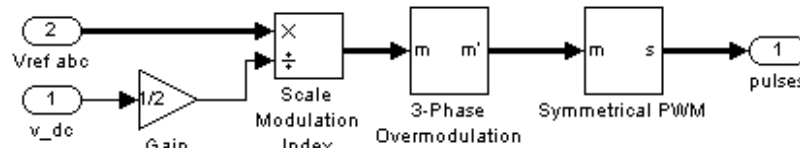


Fig. 2.39. Diagrama de bloques del PWM.

Se introduce la tensión obtenida en el control de corriente en coordenadas abc. Esta señal se encuentra saturada a un nivel máximo de $V_{bus}/\sqrt{3}$. Se divide entre si misma hasta un nivel de referencia igual a la mitad. Lo que se obtiene es la misma señal con una amplitud máxima de [1.154, -1.154]. A continuación se inyecta el tercer armónico obteniendo una señal que varía entre [1.-1], y se compara con la onda portadora, en este caso triangular con dientes de sierra.

Potencia

En este bloque se calculan los valores de potencia que esta intercambiando el sistema con la red eléctrica y se implementa el control de potencia reactiva (Fig. 2.40). De esta forma se genera el valor de la consigna i_q^* a partir del valor de la potencia reactiva que se desee que el sistema intercambie. El valor de i_q^* es introducido posteriormente en el control de corriente.

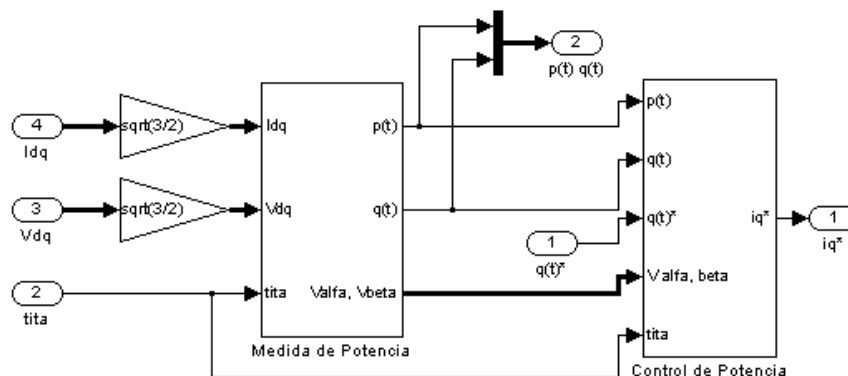


Fig. 2.40. Diagrama de bloques interno de Potencia.

Medida de Potencia

En este bloque se implementan las ecuaciones por las que se obtienen los valores de potencia activa y reactiva instantáneas (Fig. 2.41). Estos valores son el intercambio de potencia que se establecería si la situación transitoria pasase a ser permanente. De esta forma es posible llevar el sistema a la situación de intercambio de potencia deseado rápidamente, sin tener que realizar mediciones sobre periodos completos.

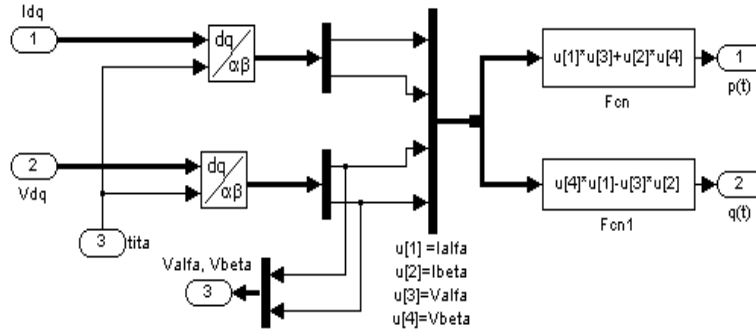


Fig. 2.41. Diagrama de bloques interno de Medida de Potencia.

$$\begin{aligned}
 p(t) &= i_{\alpha}(t)v_{\alpha}(t) + i_{\beta}(t)v_{\beta}(t) \\
 q(t) &= i_{\alpha}(t)v_{\beta}(t) - i_{\beta}(t)v_{\alpha}(t)
 \end{aligned}
 \quad (2.18)$$

Control de Potencia:

Unido al bloque anterior se sitúa el control de potencia, en el que se obtiene el error entre la potencia reactiva medida y la deseada. A través de un proporcional integral se calculan los valores de i_q que anulan dicho error y a su vez, es la consigna que alimenta el control de intensidad (Fig. 2.42).

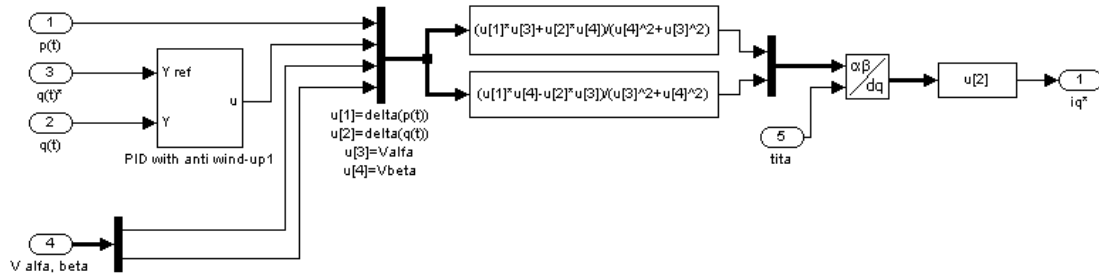


Fig. 2.42. Diagrama de bloques interno de Control de Potencia.

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha} &= \frac{p(t)v_{\alpha} + q(t)v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \\
 i_{\beta} &= \frac{p(t)v_{\beta} - q(t)v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}
 \end{aligned}
 \quad (2.19)$$

Equilibrado de Vdc

Este bloque se compone de un integrador proporcional que se realimenta de la tensión del bus de continua y al que se le introduce un nivel de tensión de referencia para dicho bus de continua.

Valores las variables en la simulación:

% ini_inversor_trifasico_binivel

%Red Trifásica

V_red=230*sqrt(2); %230 V (rms) de fase
f_red=50;
w_red=2*pi*f_red;
fase_red=0;

% Circuito Equivalente Red

R_red=1;

% Inversor

V_bus=230*sqrt(2)*sqrt(3);
L_filtro=10e-3;
fsw=5000;
Cbusbinivel=4.7e-3;

% Parámetros de la Cadena Control

% PLL

KpPLL=10;
KiPLL=10;
KdPLL=0;
w0_PLL=w_red; %Initial pulsation
(rad/sec)

% PI de corriente

Kp_Control=40;
Ki_Control=40000;
Kd_Control=0;
Ia0_Control=0;

% Referencias

V_max=V_bus/sqrt(3)
Vbusref=V_bus;

% Potencia

Kp_Potencia=10;
Ki_Potencia=5000;
Kd_Potencia=0;
Ia0_Potencia=0;

% Sintonia PI tensión

kp_V=10;
ki_V=1000;
Idmax=100;

Resultados de las simulaciones:

El inversor se ajusta a una frecuencia de conmutación de 5 kHz, con un condensador de 4700 μF en el bus de tensión continua. En el lado de red, la inductancia del filtro es de 10 mH.

El proporcional integral del control de corriente se ajusta con $K_p=40$ y $K_i=40000$. El PI de la PLL se ajusta con $K_p=10$, $K_i=10$, el control de potencia con $K_p=10$, $K_i=5000$. El control de tensión del bus dc con $K_p=10$, $K_i=1000$.

Dichos parámetros se han obtenido igualando a cero K_i y ajustando K_p para obtener la respuesta más rápida, del sistema. Por último, ajustando K_i se anula el error de posición.

En la figura 2.43 se pueden observar los valores obtenidos para las tensiones de fase a la salida del inversor V_{abc} , las corrientes en las líneas I_{abc} , la tensión del bus de continua, y por último, las potencias activa y reactiva intercambiadas por el sistema con la red trifásica, $p(t)$ y $q(t)$. La consigna de la tensión de bus se ajusta a 750 V.

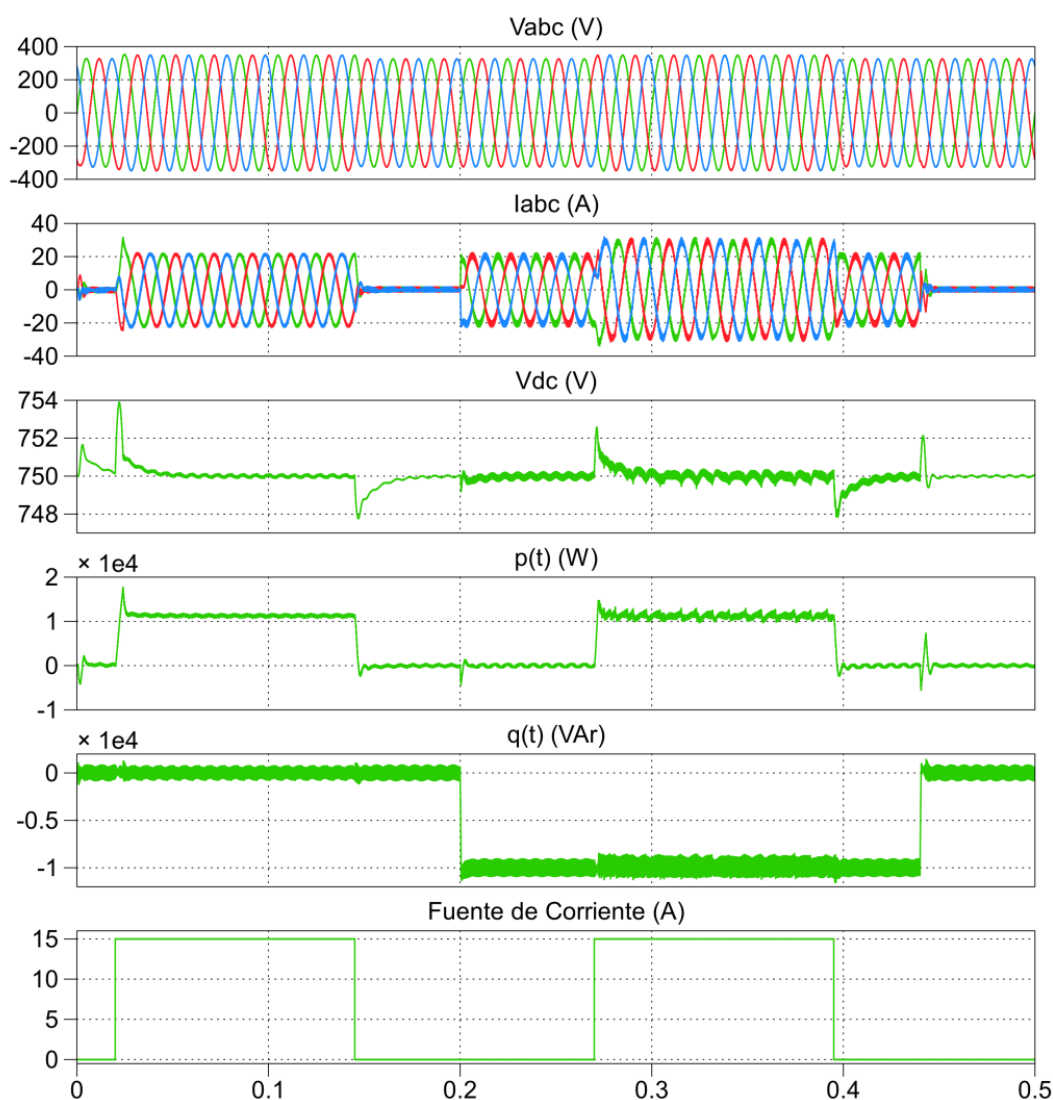


Fig. 2.43. Resultados de las simulaciones con $V_{dc}^*=750$ V.

El generador eléctrico y la etapa AC/DC que estarían presentes en el sistema real son equivalentes a una fuente de intensidad controlada que alimenta el bus de continua. Esta fuente genera pulsos de 15 A. Se puede observar que cuando se introduce esta corriente, el inversor entrega potencia activa a la red. Cuando la fuente se encuentra en el nivel de 0 A, el sistema ha de mantener la tensión del bus de continua, por lo que, en algunos casos, ha de absorber potencia activa de la red.

Con respecto a la potencia reactiva se mantiene a 0 VAr, hasta que a los 0.2 s se introduce un pulso de consigna de -10 KVar, que termina en 0,44 s. Se observa que el sistema evoluciona para alcanzar la consigna de potencia reactiva.

2.5. Modelado de la plataforma de ensayos

Antes de configurar la plataforma para realizar los diferentes ensayos en el inversor real, se crea un modelo de la misma, utilizando Matlab/Simulink, junto con la herramienta Plecs.

Bus de continua equilibrado

En esta configuración, el bus de continua es alimentado a través de dos puentes rectificadores monofásicos no controlados, alimentados por la misma tensión de fase de red. Se implementa un control de corriente, en el que se introducen una consigna de potencia reactiva y una consigna de potencia activa.

El control de corriente mide los valores de tensión de fase de la red eléctrica y la intensidad en la carga, mediante la transformada de Park y el ángulo de desfase obtenido en la PLL del que se obtiene la tensión V_{dq} e intensidad I_{dq} . Teniendo en cuenta que:

$$i_q^* = \frac{-Q^*}{V_d} \quad i_d^* = \frac{P^*}{V_d}$$

Es posible obtener las consignas de corriente i_q^* e i_d^* , a partir de las consignas de potencia.

El control se alimenta con los valores de consigna, además de la tensión V_{dq} e intensidad I_{dq} medidos. Así se obtiene una onda de tensión con la que se alimenta el SPWM que da las órdenes de activación de los diferentes IGBT's del inversor.

El modelo de la plataforma, en la posición de bus de continua equilibrado, se muestra en la figura 2.45.

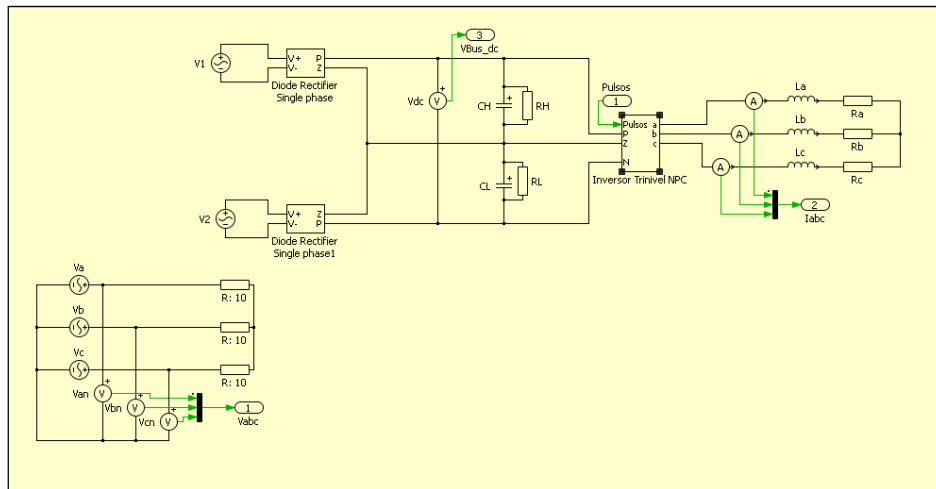


Fig. 2.45. Modelo de la plataforma de ensayos, con el bus de tensión continua equilibrado.

La frecuencia de conmutación se ajusta a 5 kHz y el valor del resto de los parámetros del sistema se especifica a continuación.

```

% Red trifásica
V_red=230*sqrt(2); %230 V (rms de fase)
f_red=50;
w_red=2*pi*f_red;

% Inversor
V_bus=560.6; %230*sqrt(2)*sqrt(3);
fsw=5e3;

% Rectificador
Vdirecta_diodo=1.35;
Ron_diodo=0.005;

%Condensadores
C=4400e-6;
Vinicial=V_bus/2;
RH=13500;
RL=13500;

%Carga
L=10e-3;
R=47;

% Parámetros Cadena de Control

% PLL
KpPLL=10;
KiPLL=10;
KdPLL=0;
w0_PLL=w_red; %Initial pulsation
(rad/sec)

%Control de corriente
kp_d=40;
ki_d=40000;
kd_d=0;
Ia0_d=0;
kp_q=40;
ki_q=40000;
kd_q=0;
Ia0_q=0;

% referencias
V_max=V_bus/sqrt(3); %230*sqrt(2);
Vbusref=V_bus;

```

La consigna de potencia activa es un pulso de 1000 W de 0,1 segundos de periodo, mientras que la de reactiva es un pulso de 0,2 s de periodo, que se introduce a partir de 0,16 segundos con una amplitud de -1000 VAR.

De esta forma, se puede analizar el comportamiento del sistema en los estados transitorios al cambiar las referencias de potencia activa y reactiva.

En la figura 2.46 se representa la potencia activa $p(t)$, reactiva $q(t)$, la corriente en el sistema I_{abc} e I_{dq} y la tensión del bus de continua V_{dc} , obtenidos durante la simulación.

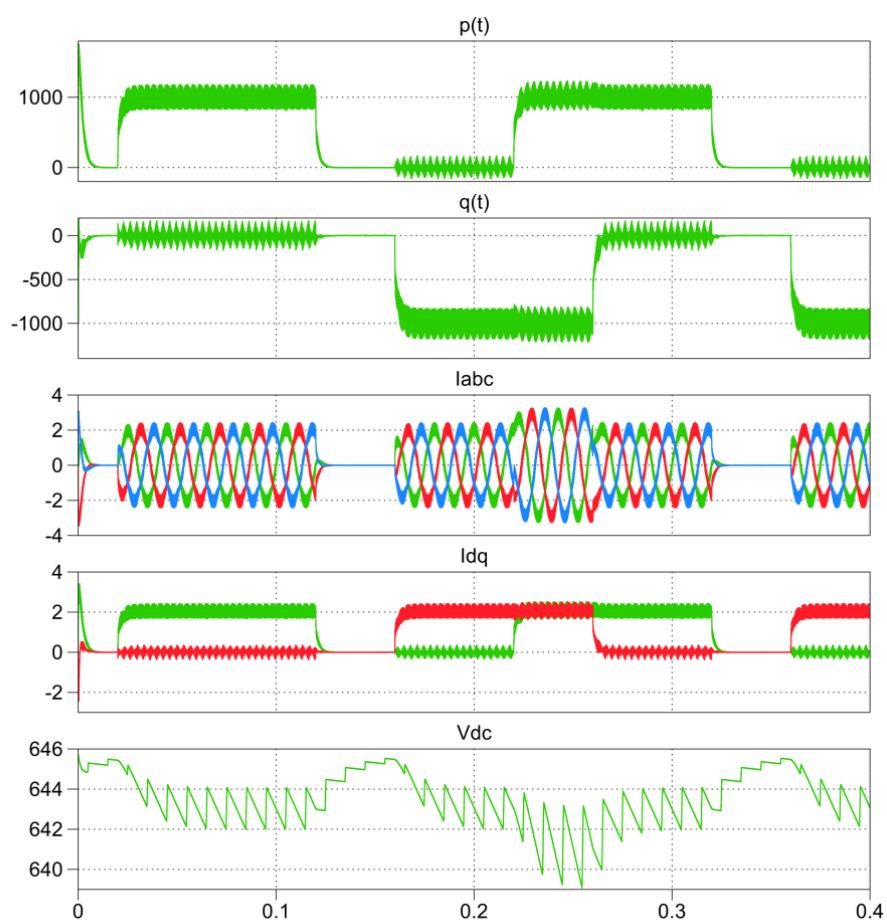


Fig. 2.46. Resultados de las simulaciones del modelo de la plataforma, con el bus de continua equilibrado.

3. Inyección del tercer armónico

Relación entre la tensión de bus y la tensión máxima de fase, en un inversor trinivel

Se parte de un inversor genérico, con una carga trifásica equilibrada (Fig. 3.1).

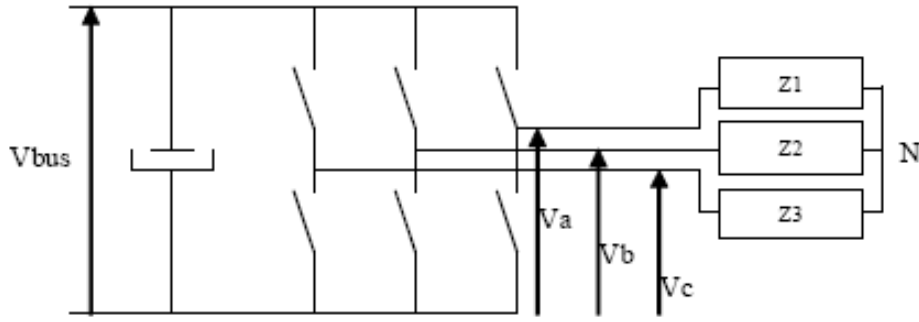


Fig. 3.1. Esquema de un inversor trinivel genérico

Es posible definir tres tensiones de fase, con respecto a la referencia negativa del bus y las tensiones de línea.

$$\begin{aligned}
 V_a &= \alpha_a \cdot V_{bus} & V_{ab} &= (\alpha_a - \alpha_b) \cdot V_{bus} \\
 V_b &= \alpha_b \cdot V_{bus} & V_{bc} &= (\alpha_b - \alpha_c) \cdot V_{bus} \\
 V_c &= \alpha_c \cdot V_{bus} & V_c &= (\alpha_c - \alpha_a) \cdot V_{bus}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Con una alimentación sinusoidal equilibrada y un índice de modulación de valor unidad se tiene:

$$\begin{aligned}
 \alpha_a &= \frac{1}{2} [\sin(\omega \cdot t) + 1] \\
 \alpha_b &= \frac{1}{2} \left[\sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + 1 \right] \\
 \alpha_c &= \frac{1}{2} \left[\sin\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + 1 \right]
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

La tensión de línea es:

$$V_{ab} = (\alpha_a - \alpha_b) \cdot V_{bus} = \frac{1}{2} \left[\sin(\omega \cdot t) - \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot V_{bus} \tag{3.3}$$

A continuación, se calcula el valor máximo de la tensión de línea:

$$\begin{aligned}
 V_{ab_max} &\rightarrow \frac{dV_{ab}}{dt}(t_1) = 0 \\
 \cos(\theta_1) - \cos\left(\theta_1 - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) &= 0 \\
 \cos(\theta_1) - \cos(\theta_1) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \sin(\theta_1) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3}\right) &= 0 \\
 \cos(\theta_1) \left(1 - \frac{1}{2}\right) - \sin(\theta_1) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} &= 0 \\
 1,5 \cdot \cos(\theta_1) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(\theta_1) \\
 \theta_1 = \arctg\left(\frac{1,5 \cdot 2}{\sqrt{3}}\right) &= 1,04 \text{ rad} (60^\circ) \\
 V_{ab_max} = \frac{1}{2} \left[\sin(2,1) - \sin\left(2,1 - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot V_{bus} &= 0,86 \cdot V_{bus}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Por lo que la tensión máxima de fase es:

$$V_{fase_max} = \frac{V_{ab_max}}{\sqrt{3}} = 0,5 \cdot V_{bus} \tag{3.5}$$

3.2 Inyección del 3º armónico.

La suma del 1º y 3º armónico de tensión, es inferior al valor máximo del 1º armónico de tensión (Fig.3.2).

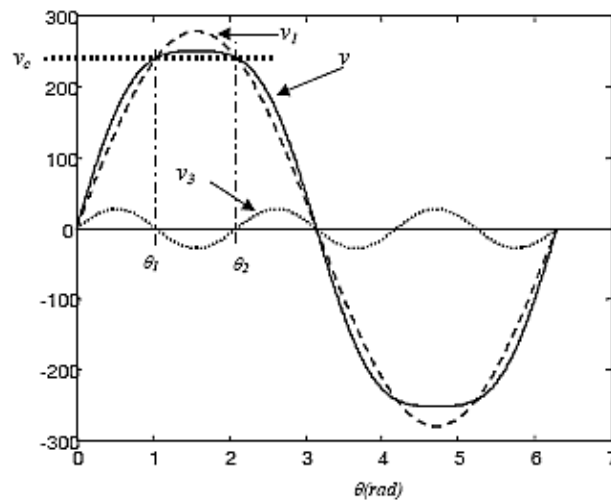


Fig. 3.2. Inyección del 3º armónico

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_{1max} \sin(\theta) \\
 v_3 &= V_{3max} \sin(3 \cdot \theta)
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

A continuación, se calcula el valor máximo del 3º armónico que se puede añadir con objeto de maximizar la tensión fundamental, para una tensión de bus dada. Existen dos puntos del primer armónico que aparecen directamente después de la suma en la tensión real, en $\theta = \theta_1 = \pi/3$ y $\theta = \theta_2 = 2\pi/3$, los puntos donde el 3º armónico es nulo. Cuanto más alto es el valor de estos puntos, mayor es el valor del primer armónico.

El valor máximo de estos dos puntos es:

$$V_{c_max} = \frac{V_{bus}}{2} \quad (3.7)$$

Por lo que, el primer armónico puede valer en el mejor de los casos:

$$V_{c_max} = \frac{V_{bus}}{2} = V_{1max} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{1max} \quad (3.8)$$

$$V_{1max} = \frac{V_{bus}}{\sqrt{3}} = \frac{V_{bus}}{1,73} \quad (3.9)$$

Este valor se consigue cuando las tensiones de cruce coincidan con el máximo de la tensión resultante de la suma del 1º y 3º armónico. Para que esto sea así, la suma de las derivadas del 1º y 3º armónico han de anularse en $\theta = \theta_1 = \pi/3$.

$$\begin{aligned} \left| \frac{dv_1}{d\theta} \right|_{\theta=\pi/3} &= V_{1max} \cdot |\cos(\theta)|_{\theta=\pi/3} = \frac{V_{bus}}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{V_{bus}}{4} \\ \left| \frac{dv_1}{d\theta} \right|_{\theta=\pi/3} &= 3 \cdot V_{3max} \cdot |\cos(3\theta)|_{\theta=\pi/3} = -3V_{3max} \\ \frac{V_{bus}}{4} &= -(-3 \cdot V_{3max}) \Rightarrow V_{3max} = \frac{V_{bus}}{12} = 8,3\% \cdot V_{bus} = 14,43\% \cdot V_{1max} \end{aligned} \quad (3.10)$$

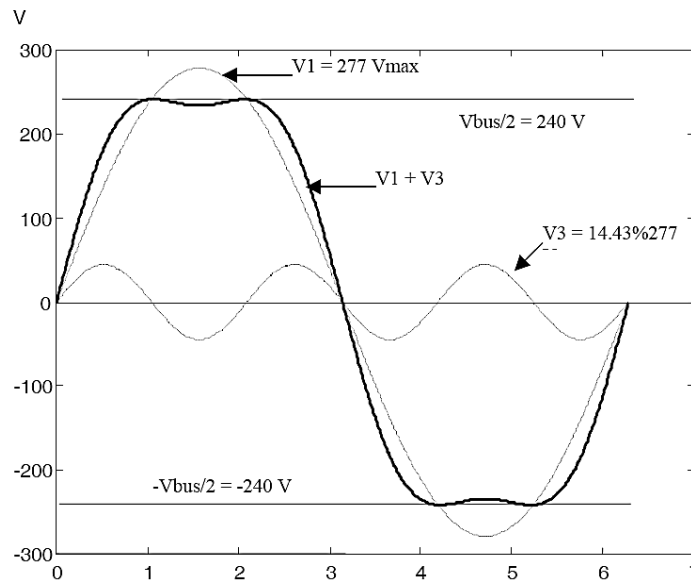


Fig. 3.3. Valores de tensión al inyectar el 3º armónico.

Por lo tanto, la estrategia de modulación que permite obtener las máximas tensiones a partir de una tensión de bus dada, es la de inyectar el 3º armónico. Si se tiene una aplicación con una tensión nominal de línea en valor eficaz V_n , la tensión disponible en el bus de continua a de ser:

$$V_{bus} = \sqrt{3} \cdot V_{1\max} = \sqrt{3} \cdot \left(\sqrt{2} \frac{V_n}{\sqrt{3}} \right) = \sqrt{2} \cdot V_n \quad (3.11)$$

4. Protocolo de ensayos

El presente protocolo establece los ensayos y procedimientos para la certificación del montaje.

Este protocolo se aplica a todas las partes que constituyen el mismo y se especifica para cada una de las mismas a continuación.

En primer lugar, se parte con la plataforma de ensayos desconectada, tanto la toma trifásica como la monofásica, así como el interruptor del panel y la alimentación del cRIO.

1.- Ensayo de las partes del sistema alimentadas con toma monofásica (cRIO, Fuentes CC, Circuito de contactores, ventilador y placas de adaptación).

1.1.- Circuito de contactores:

Posición 1:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Desenclavar Emergencia.

Selector en posición 1. Alimentación con autotransformador monofásico.

Pulsar botón de Marcha.

Comprobar:

Ventilador ON

KM8 ON

KM9 ON

KM2 ON

KM1 ON

Pasado el tiempo de precarga de los condensadores:

KM8 ON

KM9 ON

KM2 ON

KM1 OFF

KM5 ON

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Comprobar panel de señalización.

Comprobar funcionamiento de Emergencia.

Pulsar botón de Parada para desconectar.

Posición 2:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Desenclavar Emergencia.

Selector en posición 2. Alimentación con autotransformador trifásico.

Pulsar botón de Marcha.

Comprobar:

Ventilador ON

KM8 ON

KM9 ON

KM7 ON

KM3 ON

KM1 ON

Pasado el tiempo de precarga de los condensadores:

KM8 ON

KM9 ON

KM7 ON

KM3 ON

KM1 OFF

KM5 ON

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Comprobar panel de señalización.

Comprobar funcionamiento de Emergencia

Pulsar botón de Parada para desconectar.

Llevar autotransformador trifásico al 100%.

KM8 ON

KM9 ON

KM7 OFF

KM3 OFF

KM4 ON

KM5 ON

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Comprobar panel de señalización.

Comprobar funcionamiento de Emergencia

Pulsar botón de Parada para desconectar.

Posición 3:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Desenclavar Emergencia.

Selector en posición 3. Alimentación directa de red trifásica.

Pulsar botón de Marcha.

Comprobar:

Ventilador ON

KM8 ON

KM9 ON

KM4 ON

KM1 ON

Pasado el tiempo de precarga de los condensadores:

KM8 ON

KM9 ON

KM4 ON

KM5 ON

KM1 OFF

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Comprobar panel de señalización.

Comprobar funcionamiento de Emergencia.

Parada detiene el proceso.

1.2.- Alimentación cRIO:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Conectar alimentación del cRIO.

Comprobar:

cRIO se encuentra alimentado.

1.3.- Alimentación de fuentes de CC:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Comprobar:

Fuentes de alimentación CC se encuentran alimentadas.

Placas 1 y 2 de adaptación de los drivers alimentadas.

Placa de adaptación de niveles de tensión alimentada.

2.- Ensayo del Circuito de Potencia.

Con la plataforma de ensayos desconectada, tanto la toma trifásica como la monofásica, así como el interruptor del panel el cRIO, se realizan las siguientes operaciones.

Posición 1:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Se conecta la toma de alimentación Trifásica. Baliza encendida.

Conectar Magnetotérmico. Señalización MG encendido.

Conectar Diferencial. Señalización DIF encendido.

Desenclavar Emergencia.

Selector en posición 1. Alimentación con autotransformador monofásico.

Pulsar botón de Marcha.

Comprobar:

Ventilador ON

KM8 ON

KM9 ON

KM2 ON

KM1 ON

Pasado el tiempo de precarga de los condensadores:

KM8 ON

KM9 ON

KM2 ON

KM1 OFF

KM5 ON

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Llevar autotransformador monofásico al 100%. Se visualiza el aumento de tensión en los voltímetros analógicos.

Se enciende bombilla al sobrepasar 60 Voltios en el bus de corriente continua, se encienden los leds VP, VN cuando se sobrepasan los 50 Voltios en el bus de corriente continua.

Comprobar panel de señalización.

Comprobar funcionamiento de Emergencia.

Esperar a que se descarguen los condensadores antes de volver a conectar. Voltímetro analógico a 0V.

Pulsar botón de Parada para desconectar.

Posición 2:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Se conecta la toma de alimentación Trifásica. Baliza encendida.

Magnetotérmico ON. Señalización MG encendido.

Diferencial ON. Señalización DIF encendido.

Desenclavar Emergencia.

Selector en posición 2. Alimentación con autotransformador trifásico.

Pulsar botón de Marcha.

Comprobar:

Ventilador ON

KM8 ON

KM9 ON

KM7 ON

KM3 ON

KM1 ON

Pasado el tiempo de precarga de los condensadores:

KM8 ON

KM9 ON

KM3 ON

KM1 OFF

KM5 ON

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Llevar autotransformador trifásico al 100%. Se visualiza el aumento de tensión en los voltímetros analógicos.

Se activa el fin de carrera.

KM8 ON

KM9 ON

KM7 OFF

KM3 OFF

KM4 ON

KM5 ON

Se enciende bombilla al sobrepasar 60 Voltios en el bus de corriente continua, se encienden los leds VP, VN cuando se sobrepasan los 50 Voltios en el bus de corriente continua.

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Comprobar panel de señalización.

Comprobar funcionamiento de Emergencia.

Esperar a que se descarguen los condensadores antes de volver a conectar. Voltímetro analógico a 0 V.

Pulsar botón de Parada para desconectar.

Posición 3:

Se conecta la toma de alimentación monofásica.

Pulsar interruptor de alimentación. Luz de botonera encendida.

Se conecta la toma de alimentación Trifásica. Baliza encendida.

Magnetotérmico ON. Señalización MG encendido.

Diferencial ON. Señalización DIF encendido.

Desenclavar Emergencia.

Selector en posición 3. Alimentación directa de red trifásica.

Pulsar botón de Marcha.

Comprobar:

Ventilador ON

KM8 ON

KM9 ON

KM4 ON

KM1 ON

Pasado el tiempo de precarga de los condensadores:

KM8 ON

KM9 ON

KM4 ON

KM5 ON

KM1 OFF

Se visualiza el aumento de tensión en los voltímetros analógicos.

Se enciende bombilla al sobrepasar 60 Voltios en el bus de corriente continua, se encienden los leds VP, VN cuando se sobrepasan los 50 Voltios en el bus de corriente continua.

Comprobar panel de señalización.

Cambiar posiciones del selector, no se producen cambios en el modo de operación.

Comprobar funcionamiento de Emergencia.

Esperar a que se descarguen los condensadores antes de volver a conectar. Voltímetro analógico a 0V.

Parada detiene el proceso.

5. Circuito de mando de contactores electromecánicos

Todos los contactores de potencia instalados son del fabricante telemecanique, con unos límites de 32 A y 690 V eficaces para el circuito de potencia.

5.1 Sistema de precarga y descarga de condensadores

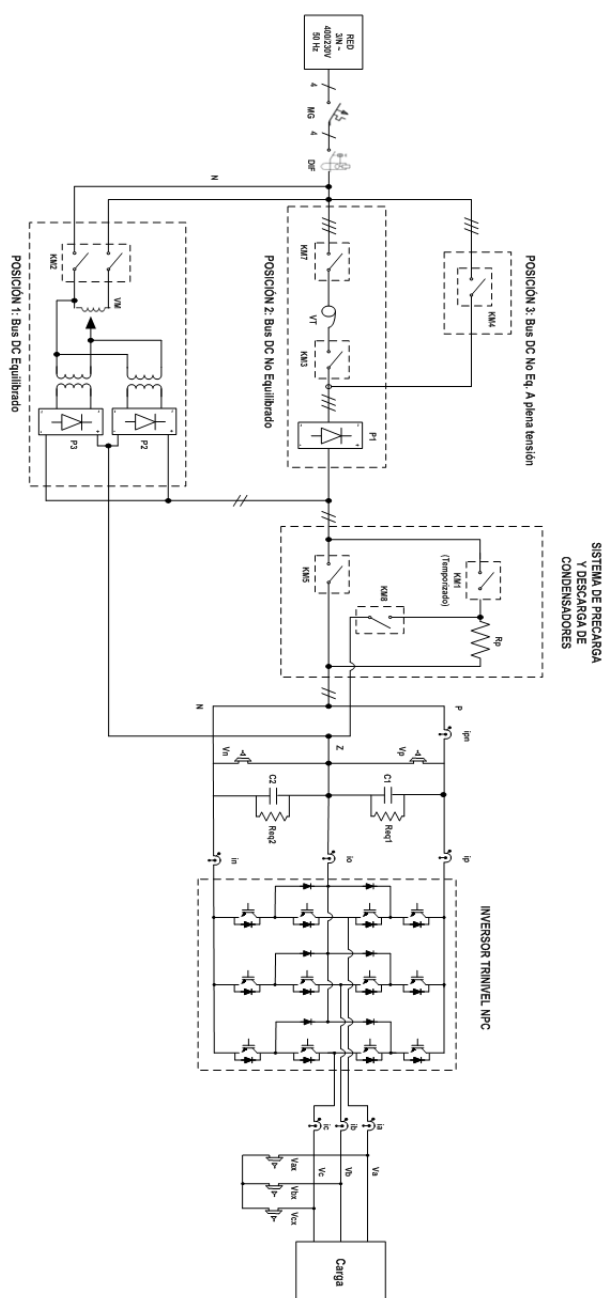


Fig. 5.1. Esquema general de la plataforma de ensayos.

Este sistema se utiliza para evitar picos de corriente en el encendido de la plataforma de ensayos, así como descargar los condensadores de forma rápida cuando se ha desconectado la plataforma de ensayos.

El sistema de precarga está formado por dos resistencias R_p de $330\ \Omega$ y un contactor KM1 temporizado, dispuesto en serie, que se conecta en paralelo a la línea de alimentación. El contactor KM1 se encuentra cerrado durante los primeros 0.726 s , para limitar el pico de corriente que soportan los condensadores en el encendido. Tras el tiempo de precarga, KM1 se abre al mismo tiempo que se cierra el contactor KM5, operando entonces la plataforma de forma normal (Fig.5.2).

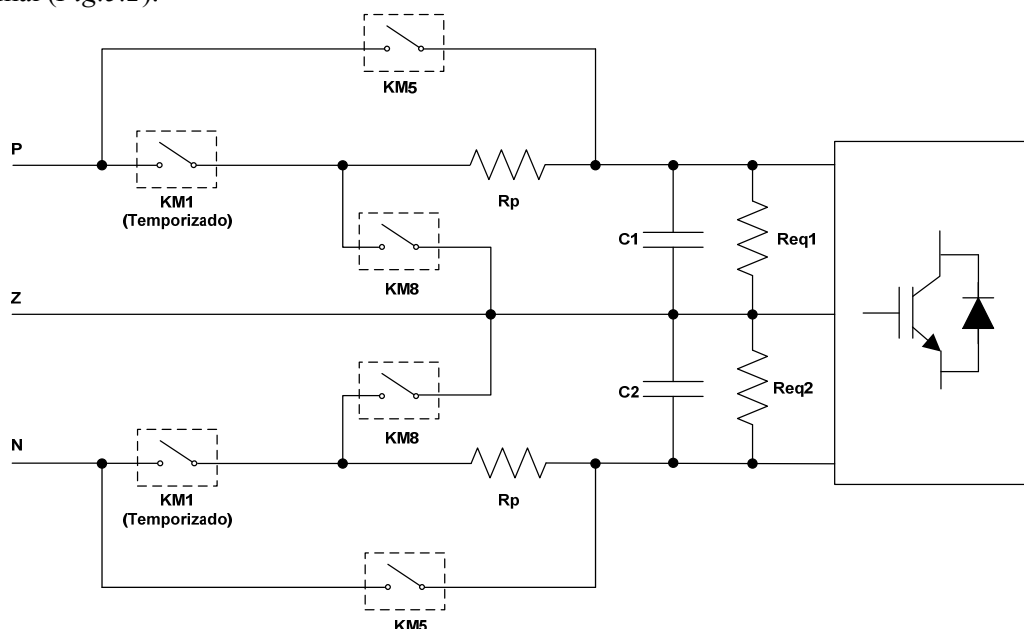


Fig. 5.2. Sistema de precarga y descarga de condensadores.

El sistema de descarga de condensadores está formado por el contactor KM8 y las resistencias R_p de precarga. Cuando se produce la desconexión de la plataforma, el contactor KM5 se abre, cerrándose el contactor KM8. Al estar KM1 abierto, se tiene un circuito cerrado con los condensadores y las resistencias R_p , donde éstos se descargan rápidamente.

Para la implementación de este sistema se ha decidido que el contactor KM8 sea del tipo Normally Close. Así cuando no se encuentra alimentado el circuito de descarga de los condensadores se encontrara cerrado. De esta manera, se pretende evitar cortocircuitos por fallos de alimentación, ya que dado el caso, todos los contactores instalados se abrirán, cerrándose KM8.

Es necesario asegurarse que el contactor KM8 se abre antes del cierre de KM1 en el encendido, y se cierra después de la apertura de KM5 en el apagado. De lo contrario, se provoca una situación de cortocircuito. Por este motivo se han estudiado los tiempos de apertura y cierre de cada contactor y se ha instalado el contactor KM9, del que sólo se utilizan los contactos de maniobra.

5.3 Modo de operación

El circuito de mando mantiene las entradas de potencia de los diferentes contactores abiertas o cerradas, dependiendo de la posición del selector de carga del bus. De esta forma se consigue tener tres circuitos de potencia diferentes.

Una vez que se pulsa el botón de marcha, la posición elegida se mantiene incluso accionando el selector de carga. La única excepción se da cuando en estado de operación se alcanza el fin de carrera del autotrafo trifásico, en cuyo caso se pasa automáticamente a la posición 3.

Esto se consigue cableando adecuadamente los contactos auxiliares de los contactores electromecánicos. A continuación, se muestra el panel de visualización del estado de la plataforma (*Fig. 5.3*), el circuito de mando implementado (*Fig. 5.4*) y el esquema del circuito de mando (*Fig. 5.5*).

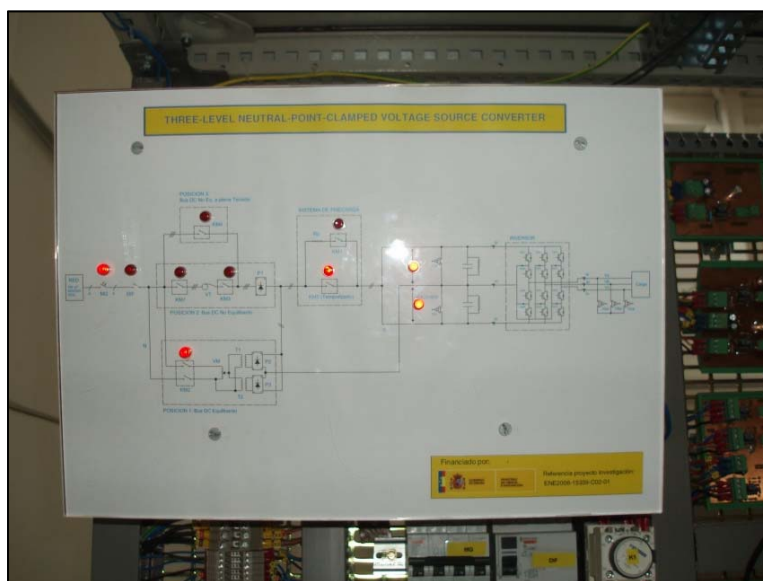


Fig. 5.3. Panel de visualización de estado de contactores.

En la figura 5.4 se observan los 9 contactores utilizados, así como el pulsador de parada de emergencia, la botonera, el interruptor de encendido, y el selector de posición.

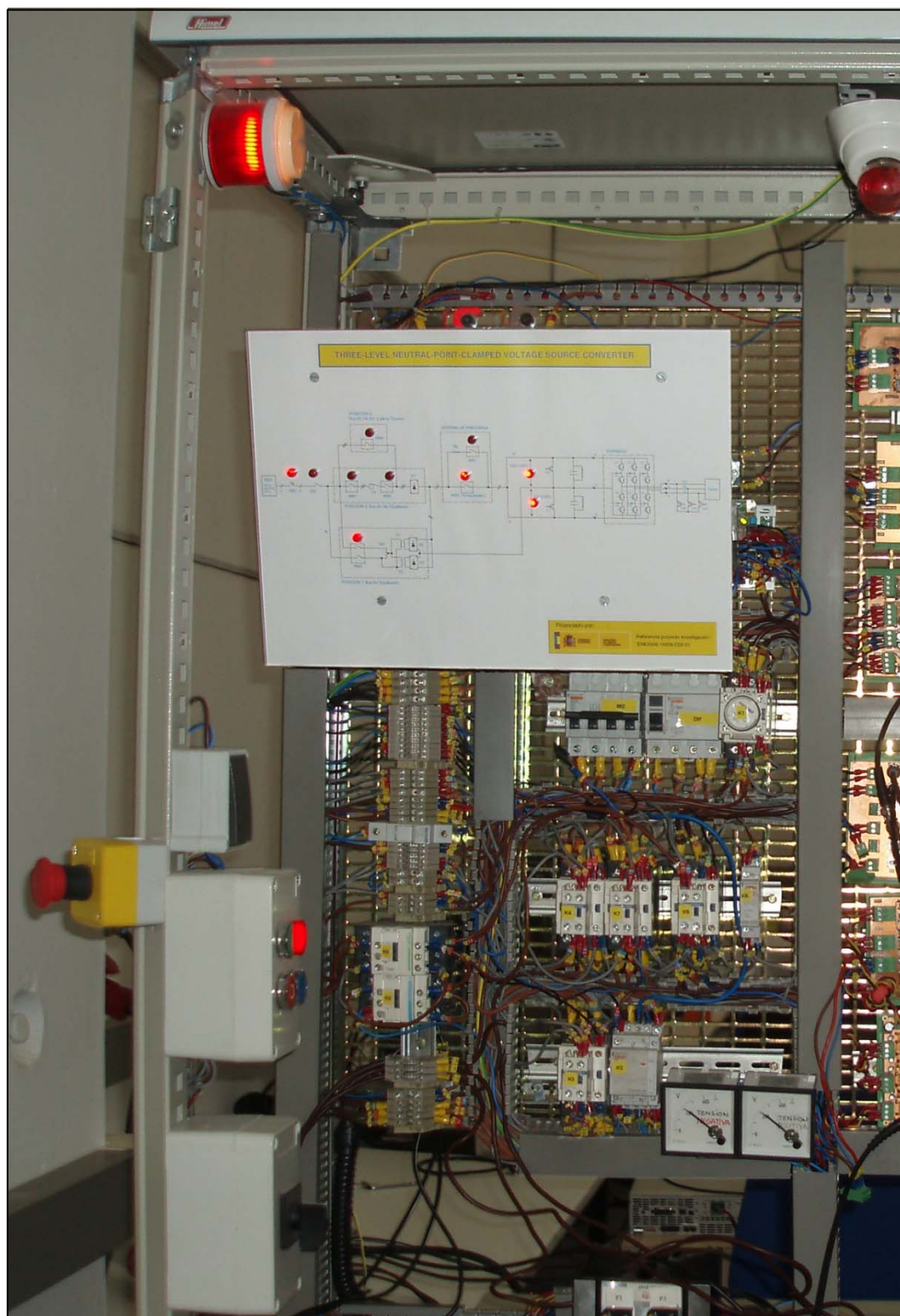
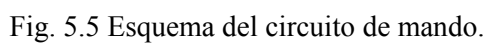


Fig. 5.4. Fotografía de la plataforma de ensayos.



5.3 Lógica de control de contactores de potencia

A continuación, se especifican los estados de los contactores de potencia principales y auxiliares, para cada modo de operación de la plataforma de ensayos.

Selector en posición 1.

Marcha
 K6 (A1-A2) ON
 K9 (A1-A2) ON
 K9 (13-14) Close
 K8 (A1-A2) ON
 K8 (13-14) Close
 K1 (A1-A2) ON
 K1 (13-14) Close
 KT1 (67-68) Open
 Tiempo de precarga
 KT1 (67-68) Close
 K5 (A1-A2) ON
 K5 (13-14) Close
 K5 (53-54) Close
 K5 (21-22) Open
 K1 (A1-A2) OFF
 K1 (13-14) Open
 KT1 (67-68) Open

 Rama 1
 K2 (A1-A2) ON
 K2 (DCHA) Close
 K2 (1º) Open
 K2 (4º) Open

 Desconexión

 K2 (A1-A2) OFF
 K2 (DCHA) Open
 K2 (1º) Close
 K2 (4º) Close
 K5 (A1-A2) OFF
 K5 (53-54) Open
 K5 (13-14) Open
 K5 (21-22) Close
 K9 (A1-A2) OFF
 K9 (13-14) Open
 K8 (A1-A2) OFF
 K8 (13-14) Open

Selector en posición 2.

Marcha
 K6 (A1-A2) ON
 K9 (A1-A2) ON
 K9 (13-14) Close
 K8 (A1-A2) ON
 K8 (13-14) Close
 K1 (A1-A2) ON
 K1 (13-14) Close
 KT1 (67-68) Open
 Tiempo de precarga
 KT1 (67-68) Close
 K5 (A1-A2) ON
 K5 (13-14) Close
 K5 (53-54) Close
 K5 (21-22) Open
 K1 (A1-A2) OFF
 K1 (13-14) Open
 KT1 (67-68) Open

 Rama 2
 K7 (A1 A2) ON
 K7 (21-22) Open
 K7 (61-62) Open
 K7 (13-34) Close
 K3 (A1 A2) ON
 K3 (21-22) Open
 K3 (61-62) Open
 K3 (13-34) Close

 Desconexión

 K7 (A1 A2) OFF
 K7 (21-22) Close
 K7 (61-62) Close
 K7 (13-34) Open
 K3 (A1 A2) OFF
 K3 (21-22) Close
 K3 (61-62) Close
 K3 (13-34) Open
 K5 (A1-A2) OFF
 K5 (53-54) Open
 K5 (13-14) Open
 K5 (21-22) Close
 K9 (A1-A2) OFF

K9 (13-14) Open
 K8 (A1-A2) OFF
 K8 (13-14) Open
 Activación de fin de carrera de autotrafo trifásico
 FC (13-14) Close
 K4 (A1-A2) ON
 K4 (61-62) Open
 K4 (21-22) Open
 K4 (13-14) Close
 K7 (A1-A2) OFF
 K7 (21-22) Close
 K7 (61-62) Close
 K7 (13-34) Open
 K3 (A1-A2) OFF
 K3 (21-22) Close
 K3 (61-62) Close
 K3 (13-34) Open
 Desconexión
 K4 (A1-A2) OFF
 K4 (61-62) Close
 K4 (21-22) Close
 K4 (13-14) Open
 K5 (A1-A2) OFF
 K5 (53-54) Open
 K5 (13-14) Open
 K5 (21-22) Close
 K9 (A1-A2) OFF
 K9 (13-14) Open
 K8 (A1-A2) OFF
 K8 (13-14) Open

Selector en posición 3.

Marcha
 K6 (A1-A2) ON
 K9 (A1-A2) ON
 K9 (13-14) Close
 K8 (A1-A2) ON
 K8 (13-14) Close
 K1 (A1-A2) ON
 K1 (13-14) Close
 KT1 (67-68) Open
 Tiempo de precarga
 KT1 (67-68) Close
 K5 (A1-A2) ON
 K5 (13-14) Close
 K5 (53-54) Close
 K5 (21-22) Open

K1 (A1-A2) OFF
 K1 (13-14) Open
 KT1 (67-68) Open
 Rama 3
 K4 (A1 A2) ON
 K4 (21 22) Open
 K4 (61 62) Open
 K4 (13 14) Close
 Desconexión
 K4 (A1-A2) OFF
 K4 (61-62) Close
 K4 (21-22) Close
 K4 (13-14) Open
 K5 (A1-A2) OFF
 K5 (53-54) Open
 K5 (13-14) Open
 K5 (21-22) Close
 K9 (A1-A2) OFF
 K9 (13-14) Open
 K8 (A1-A2) OFF
 K8 (13-14) Open

6. Características de la plataforma de ensayos

En este anexo, se especifican las características de la plataforma, en la que se realizan las pruebas experimentales de los algoritmos de control.

La plataforma de ensayos consta de un inversor trinivel NPC del fabricante Semikron, con tres posibles configuraciones de alimentación. Así, el convertidor del lado del generador se emula en los ensayos a diferentes niveles de tensión, según las configuraciones disponibles.

Los tres modos de alimentar el bus de tensión continua son:

- Directamente desde la red de suministro eléctrico, a través de un puente rectificador trifásico.
- Desde la red, controlando la tensión con un autotransformador trifásico y con un puente rectificador trifásico.
- Desde la red, controlando la tensión con un autotransformador monofásico, a través de dos transformadores de aislamiento y dos puentes rectificadores monofásicos.

A continuación, se especifican las características eléctricas de los diferentes elementos de la plataforma.

6.1 Inversor Trinivel NPC

El inversor consta de 12 IGBT's, y dos diodos de anclaje por rama, necesarios para fijar la salida del inversor al punto central del bus de tensión continua (*Fig. 6.1*).

Las características eléctricas del mismo son:

Intensidad nominal (rms): 40 A

Tensión de línea (rms): 400 V

Intensidad eficaz máxima: 60 A a 1 kHz.

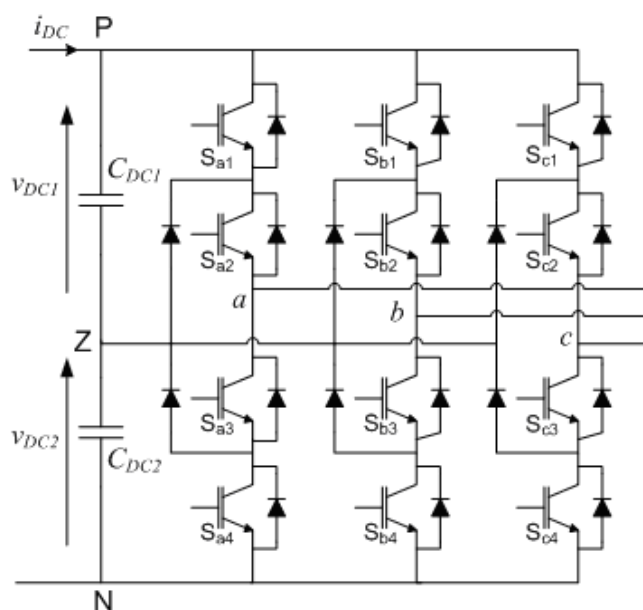


Fig. 6.1. Esquema del inversor trifásico trinivel NPC.

Diodos e IGBT's (SKM 100 de Semikron en el mismo módulo)

Cada switch o interruptor está formado por un dispositivo controlado (IGBT) y un diodo en antiparalelo, para que pueda circular corriente en ambos sentidos.

Los IGBT's soportan una tensión máxima V_{ce} de 1200 V y una corriente máxima de 100 A.

Los diodos en antiparalelo soportan 95 A de corriente máxima, mientras que los diodos de fijación tienen un límite 130 A de corriente máxima de circulación.

En la tabla 6.1, se muestran los valores máximos admisibles de tensión de bloqueo y corriente para $T = 80^\circ \text{C}$.

| Magnitud | Valor |
|-------------------------|--------------------------|
| $(V_{CE})_{\text{Max}}$ | 1200 V |
| $(I_c)_{\text{Max}}$ | 50 A |
| $(I_c)_{\text{Pico}}$ | 180 A ($t=1\text{ms}$) |

Tabla 6.1. Características de los IGBT's SKM 100

En la tabla 6.2 se muestran los retardos de conmutación de los IGBT's, así como la tensión a aplicar en puerta.

| Magnitud | Condiciones | Típico | Máximo | Unidades |
|--------------|---|--------|--------|----------|
| V_{GE} | | +15 | +20 | V |
| $td_{(ON)}$ | $V_{cc} = 600\text{V}$ $V_{ge} = +/-15 \text{ V}$ $I_c = 75 \text{ A}$ $T = 125^\circ\text{C}$ | 30 | 60 | ns |
| tr | | 70 | 140 | ns |
| $td_{(OFF)}$ | | 450 | 600 | ns |
| tf | | 70 | 90 | ns |

Tabla 6.2. Tiempos de conmutación de los IGBT's SKM 100

6.2 Configuración del switch

El inversor esta formado por doce conmutadores y seis diodos de anclaje. Cualquier fase de salida del convertidor puede ser conectada al punto negativo, neutro, o positivo del bus de tensión continua. Así se tienen 3 niveles de tensión:

- $-V_{DC}/2$, con $Sa1=On$, $Sa2=on$, $Sa3=Off$, $Sa4=Off$.
- 0 V , con $Sa1=Off$, $Sa2=on$, $Sa3=On$, $Sa4=Off$.
- $+V_{DC}/2$ $Sa1=On$, $Sa2=on$, $Sa3=Off$, $Sa4=Off$.

Los estados de conmutación permitidos en una de las fases del convertidor se muestran a continuación.

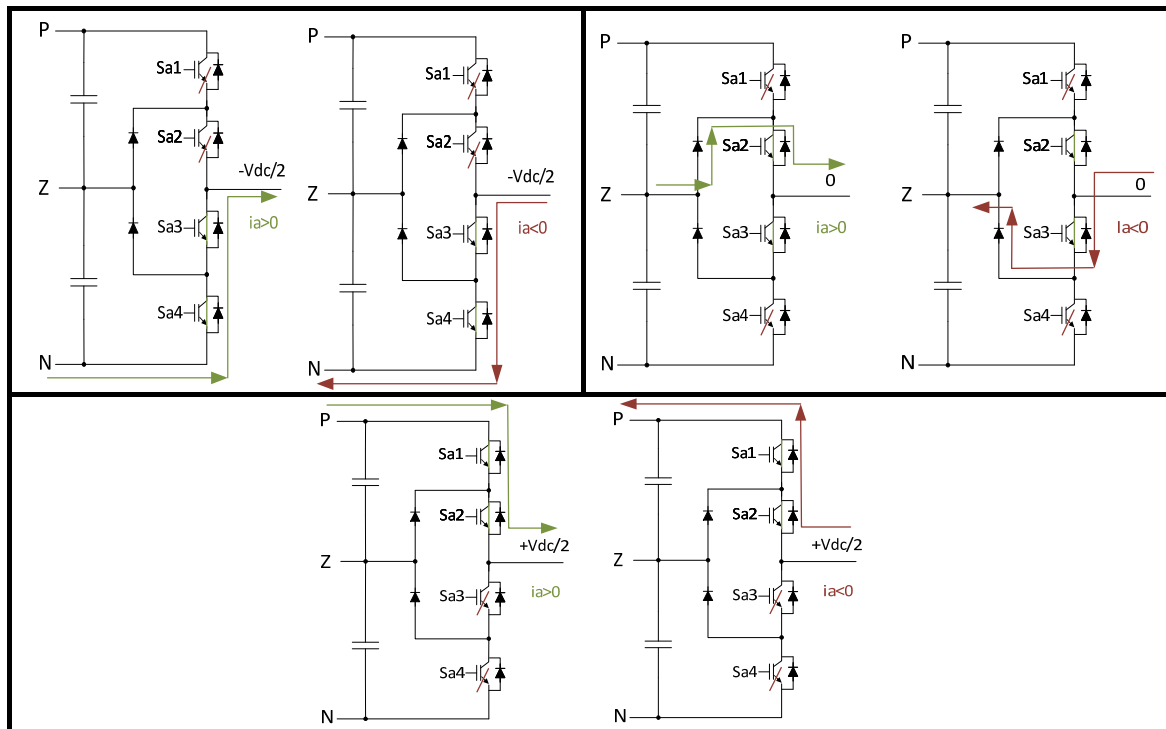


Fig. 6.2. Estados de conmutación del inversor trinivel NPC

En el segundo caso de conexión de la fase al punto neutro, actúan los “Clamp Diods”. Además cuando Sa2 y Sa3 están en estado de conducción, Sa1 y Sa4 deben estar en estado de corte, para evitar el cortocircuito de uno de los condensadores. La tensión de línea V_{ab} puede obtenerse haciendo $V_{ab} = V_{aZ} - V_{bZ}$ y contiene 5 niveles de tensión ($+VDC$, $+VDC/2$, 0 , $VDC/2$, $-VDC$).

Para analizar las conmutaciones, se parte de las siguientes hipótesis:

La corriente de carga no varía durante el proceso de conmutación, dado que la carga es suficientemente inductiva, y la definimos positiva en sentido del inversor al neutro flotante de la carga. La tensión de bus está equilibrada y se mantiene igual en ambos condensadores y todos los semiconductores se aproximan a interruptores ideales.

Los switches son seleccionados de tal manera que, la corriente de fugas de los switches externos (Sa1 y Sa4) en cada rama del inversor, es mayor que la de los switches internos (Sa2 y Sa3). Con esta condición las tensiones de los switches externos tenderán a ser mayores que los internos y serán fijadas a $VDC/2$ por los diodos de anclaje en estado estable. Como resultado, las tensiones en cada uno de los switches internos también serán iguales a $VDC/2$ y así se logra el equilibrado estático de la tensión.

En la tabla 6.3 se muestran las posibles conmutaciones del inversor trinivel NPC.

| Número de conmutación | Estado de los switches | | | | | | | |
|-----------------------|------------------------|-----|-----|-----|---------------------|-----|-----|-----|
| | Antes de conmutar | | | | Después de conmutar | | | |
| | S1 | S2 | S3 | S4 | S1 | S2 | S3 | S4 |
| 1 | ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON | OFF |
| 2 | OFF | ON | ON | OFF | ON | ON | OFF | OFF |
| 3 | OFF | ON | ON | OFF | OFF | OFF | ON | ON |
| 4 | OFF | OFF | ON | ON | OFF | ON | ON | OFF |
| 5 (Prohibida) | ON | ON | OFF | OFF | OFF | OFF | ON | ON |
| 6 (Prohibida) | OFF | OFF | ON | ON | ON | ON | OFF | OFF |

Tabla 6.3. Conmutaciones de los switches en el inversor trinivel NPC.

Las conmutaciones 5 y 6 deben ser evitadas, ya que involucran a los 4 switches de una rama, por lo que las pérdidas de conmutación se duplicarían y además el reparto dinámico de la tensión no aseguraría que los 4 switches soportaran las mismas tensiones.

Por otro lado, suponen un cambio muy brusco de la tensión de salida, algo poco deseado si lo que buscamos es una onda con poca distorsión armónica. Por último, existe riesgo de cortocircuito completo del bus si empleamos las conmutaciones 5 y 6.

Bus de tensión continua

El bus de tensión continua está formado por cuatro condensadores. Dos se encuentran entre los puntos P y Z y otros dos entre los puntos Z y N. Así, el bus se divide en dos niveles de tensión. Además se colocan unas resistencias de equilibrado, en paralelo de cada condensador.

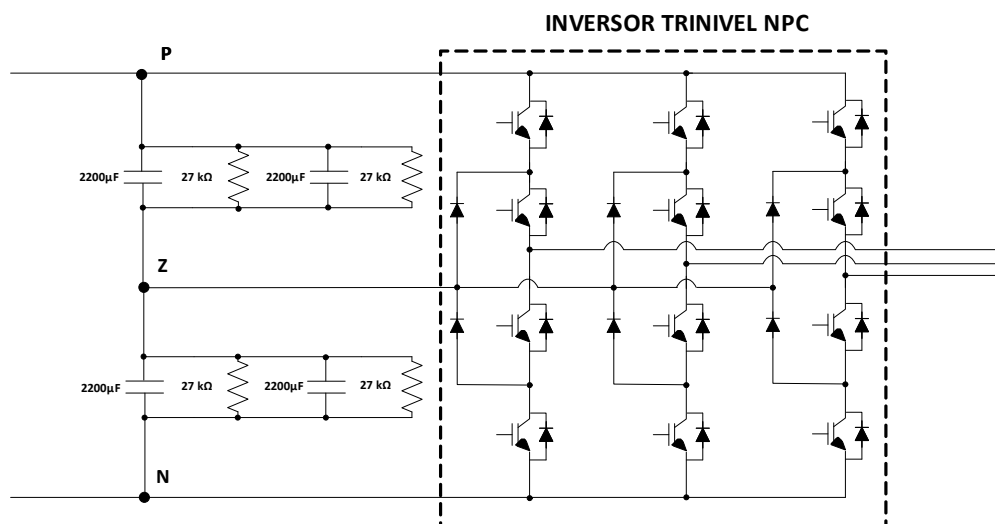


Fig. 6.3. Esquema del bus de tensión continua.

Los condensadores se disponen en paralelo, con una capacidad 2200 µF cada uno, obteniendo una capacidad equivalente de $C_{DC1} = C_{DC2} = 4400 \mu F$.

Se colocan cuatro resistencias de equilibrado de $27\text{ k}\Omega$ cada una, conectadas en paralelo a los condensadores, de tal forma que se tiene una resistencia equivalente de $13,5\text{ k}\Omega$.

Si por alguna razón, 3 switches consecutivos conducen a la vez, se cortocircuita un condensador, que se descargaría bruscamente y de forma destructiva, produciendo un gran pico de intensidad.

Configuraciones:

Mediante el sistema electromecánico de contactotes, se pueden elegir 3 configuraciones para alimentar el bus de continua (Fig. 6.4).

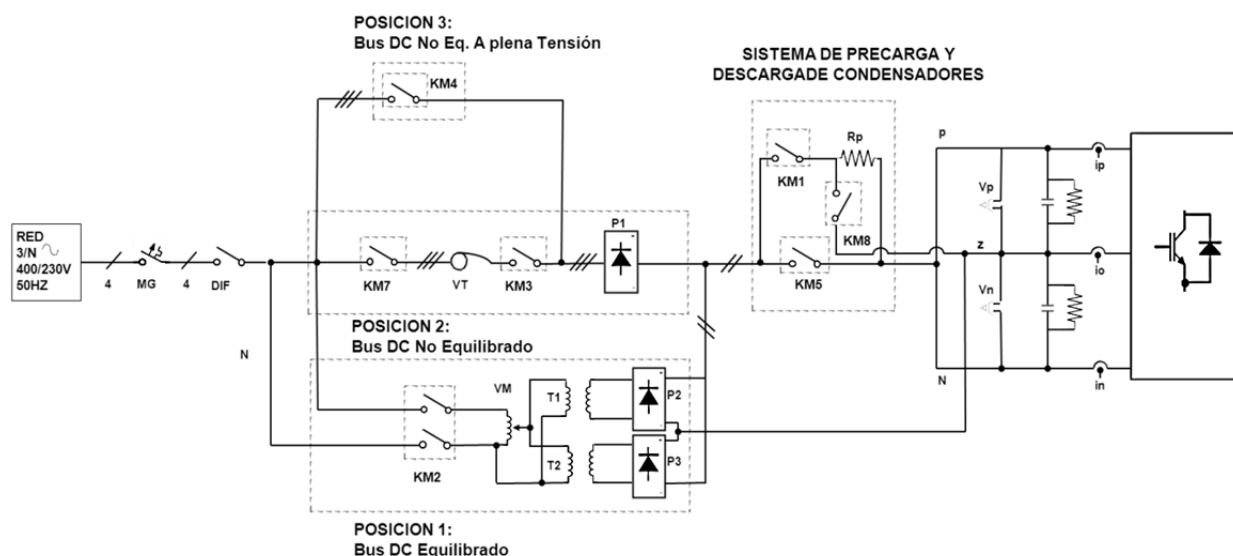


Fig. 6.4. Esquema general de la plataforma de ensayos.

Posición 1.- Bus de continua equilibrado.

Se alimenta el sistema con un autotransformador monofásico que permite variar la tensión de entrada. Éste se encuentra conectado a dos transformadores de aislamiento y dos puentes rectificadores monofásicos, entre los puntos P-Z y Z-N. En este modo de trabajo el punto central Z no sufre desviaciones, obteniendo la misma tensión en ambos condensadores.

Los componentes instalados son:

Variador de tensión monofásico: Verilec ARC-7-2.

Transformadores monofásicos de aislamiento: Viturnier $230\text{ V} / 2\text{ kVA}$,

Puentes monofásicos GBPC35A de IRF, con las siguientes características:

| Magnitud | Valor |
|-----------|--------------------|
| I_o | 35 A |
| I_{FSM} | 475 A |
| I^2t | 1130 As^2 |
| V_{RPM} | 1200 V |

Tabla 6.4. Características de los puentes monofásicos GBPC35A

La máxima tensión que se puede obtener en el bus de tensión continua con esta configuración es de 650 V .

Posición 2.- Bus de continua no equilibrado.

La alimentación se realiza a través de un autotransformador trifásico conectado a un puente rectificador trifásico no controlado. El reparto de la tensión no es equilibrado. La modulación provoca una mayor descarga en los condensadores, desestabilizando las tensiones en el bus de continua, por lo que el punto neutro Z del bus se desplaza.

Los componentes instalados son:

Variador de tensión trifásico: Verliec 3-ARC-9-2-TC 3 x 400V

Puente rectificador trifásico, compuesto por módulos SKKD 100 de Semikron.

| Magnitud | Valor |
|-------------------|-----------------|
| V_{RMS}/V_{RPM} | 1300 V / 1200 V |
| I_{FAV} | 100 A |
| I_{FSM} | 2500 A |
| V_F | Máx. 1,35 V |

Tabla 6.5. Características del puente rectificados SKKD 100

La tensión máxima que se puede obtener en el bus de tensión continua, con esta configuración es de 566 V.

Posición 3.- Bus de continua, no equilibrado, a plena potencia.

Se conecta directamente a la red el puente rectificador trifásico para tener la máxima potencia posible. Se dispone de un detector de final de carrera. Así cuando el variador de tensión trifásico esta al 100%, se pasa directamente a la posición 3. De esta forma, se evita el deterioro del variador trifásico.

6.3 Cadena de Control

El sistema de control del inversor trinivel NPC, usado en las pruebas, esta formado por un PC, un cRIO, una placa de adaptación de nivel de señal y los drivers que comunican los pulsos de disparo a los IGBT's del inversor (Fig. 6.5).

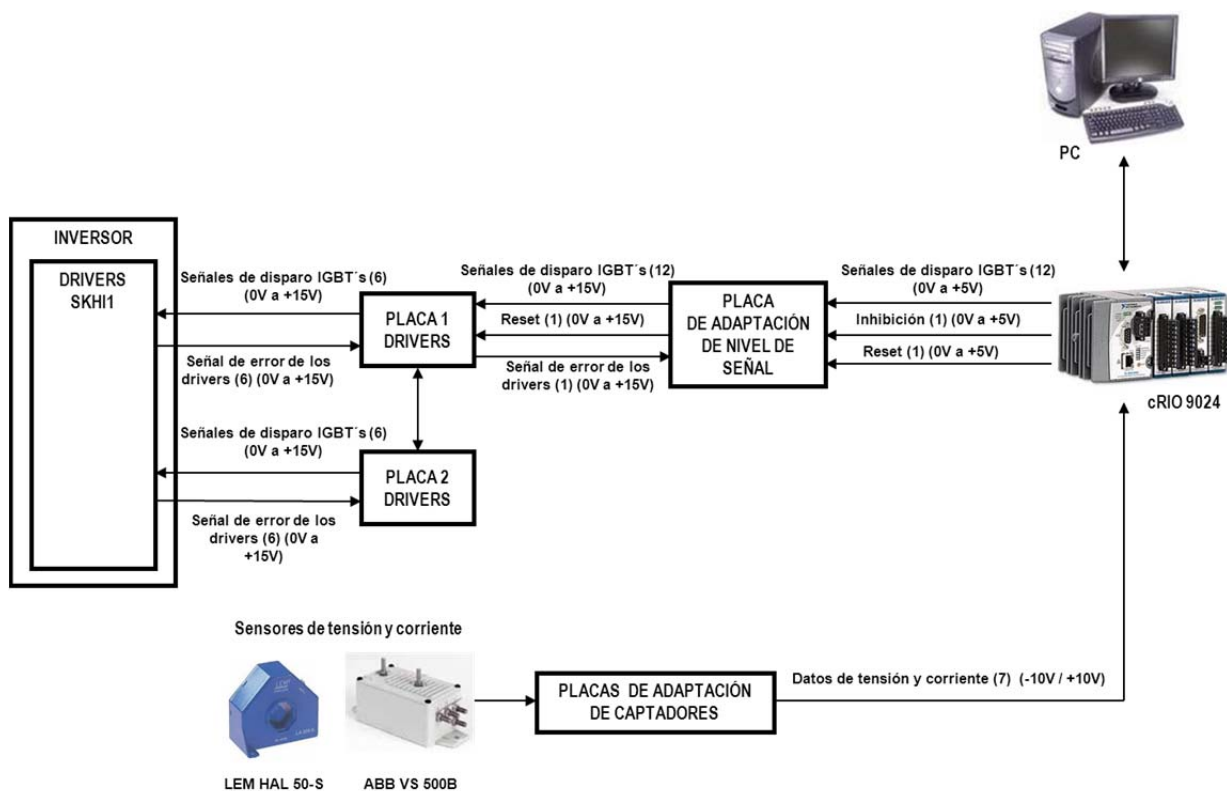


Fig. 6.5. Cadena de energía

A continuación se definen las características de los diferentes dispositivos que integran la cadena de control.

Drivers SKHI 10/12 de Semikron

La función de los drivers es suministrar a cada IGBT la tensión V_{ge} y la corriente necesaria para entrar en conducción, o la tensión V_{ge} necesaria para entrar en modo bloqueo.

Otra función de los drivers es desconectar los IGBT's si se detecta un error. Existen dos tipos de errores; la detección de una corriente de cortocircuito a través de un IGBT o una tensión de alimentación insuficiente (*menos de 13 V*) para realizar las conmutaciones.

Los drivers operan con lógica CMOS a 15 V ("0" con $V < 4,2 V$, "1" con $V > 11 V$) y tienen las siguientes características.

| Símbolo | Señal | Valor | | | Unidad |
|----------------|---------------------------------------|-------|-------|------|-----------|
| | | Min. | Topic | Max. | |
| Vs | Tensión de alimentación | 14.4 | 15 | 15.6 | V |
| Is | Consumo | | 300 | | mA |
| Vg(on) | Tensión de puerta para “1” | | + 15 | | V |
| Vg(off) | Tensión de puerta para “0” | | - 8 | | V |
| td(on) | Tiempos de propagación de “0” a “1” | | 1.4 | | μs |
| Td(off) | Tiempos de propagación de “1” a “0” | | 1.4 | | μs |
| Rin | Resistencia de entrada | | 10 | | kΩ |
| Cps | Capacidad entre primario y secundario | | 12 | | pF |

Tabla 6.6. Características de los drivers SKHI 10/12

Estos dispositivos generan los disparos de los IGBT's con la suficiente intensidad y proporcionan una tensión Vge no referenciada a masa; ya que sino se produciría un cortocircuito en el puente del inversor.

Placas 1 y 2 de drivers

Estas placas gestionan las señales de error provenientes de los drivers, dando una indicación luminosa cuando hay error. El error se produce con un cortocircuito en los IGBT's, o cuando la tensión de alimentación baja a menos de 13 V.

Disponen de Leds de señalización, cuyo significado es:

- Verde -Alimentado.
- Amarillo -Inhibición de actividad, no se transmiten pulsos.
- Rojo -Error en el IGBT correspondiente.

Se colocan dos placas unidas por un conector, de tal forma que se comporten como una sola. Si aparece un error se transfiere a la placa de adaptación de señales. El error se deshabilita con una señal de reset o cortando la alimentación.

Sus funciones son indicar la presencia de error en cada uno de los drivers (*indicación luminosa*), así como posibilitar el filtrado de las señales de disparo; ya que es posible acoplar unos filtros R-C.

7 Sistema de Adquisición de datos

Se dispone de una serie de sensores destinados a realizar medidas en diferentes puntos del circuito de potencia, y así suministrar valores de corriente y tensión al sistema de control.

Los sensores de corriente se basan en el efecto Hall, para realizar la medida, obteniendo una corriente proporcional a la corriente que se desea medir. Su ventaja estriba en que proporcionan aislamiento galvánico entre el circuito de potencia y el circuito de control. Permiten la medición, tanto de corrientes alternas como de continuas. La salida se conecta a tarjetas de adaptación, para llevar una señal de tensión de rango adecuado a la entrada del control.

Los sensores de tensión utilizados, permiten la medición de tensión continua o alterna con aislamiento eléctrico entre el primario y el secundario. Se obtiene una salida de corriente que se hace pasar a través de una resistencia; de esta forma la caída de tensión en la resistencia es proporcional a la tensión que se desea medir, que es la señal que se introduce en el control.

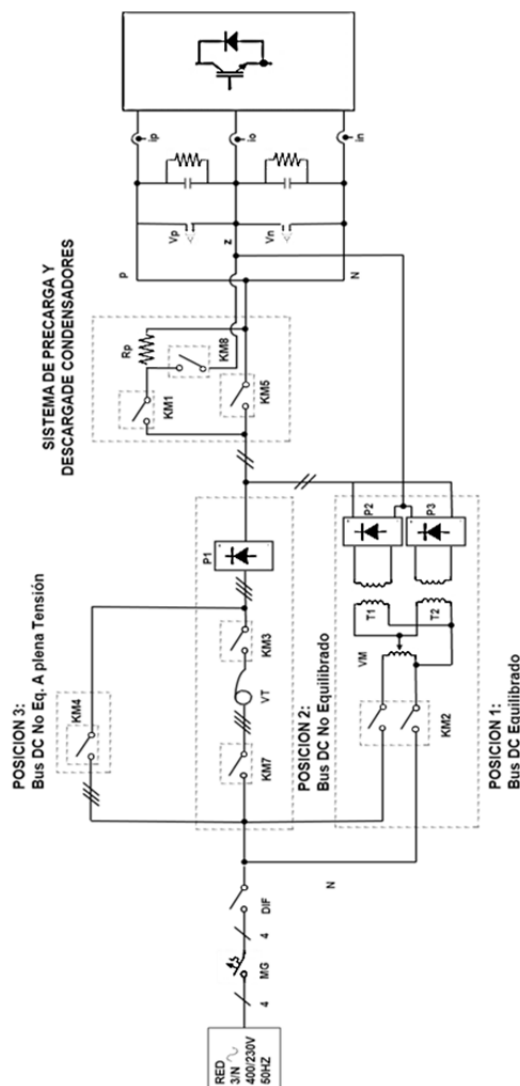


Fig. 7.1 Esquema general de la plataforma.

7.1 Sensores de corriente

Han sido colocados tres sensores de corriente en cada fase a la salida del inversor i_a , i_b , i_c ; un sensor de corriente en el bus de continua i_{pn} ; así como tres sensores de corriente en cada una de las ramas del bus de continua i_p , i_o , i_n .

Corriente Trifásica (i_a , i_b , i_c)

Se utilizan sondas LEM LA 205-S para cada fase. Así mismo, se dispone de una placa de adaptación, que se compone de una resistencia de $82\ \Omega$ y una etapa amplificadora no inversora, con una ganancia de 6,76. A la salida se tienen dos diodos zener en antiserie, que limitan la tensión a $\pm 10\text{ V}$.

De esta forma para 36 A eficaces, se obtienen 10 V a la salida de la placa de adaptación. La ganancia total entre la corriente a medir y la medida es de 0.27716 V/A.

Corriente de las ramas del bus de continua (i_p , i_o , i_n)

Se utilizan sondas LEM HAL 50-S que proporcionan una salida analógica en tensión de rango $\pm 4\text{ V}$. La placa adaptadora se compone de una resistencia pull down, con una etapa amplificadora no inversora de ganancia 3.43. A la salida, se tienen dos diodos zener en antiserie, que limitan la tensión a $\pm 10\text{ V}$; siendo la ganancia total de 0.2744 V/A.

De esta forma, para 36 A eficaces se obtienen 10 V a la salida del circuito.

Corriente del bus de continua (i_n)

Se utiliza una sonda LEM LA 205-S. Se dispone de una placa de adaptación que se compone de una resistencia de $82\ \Omega$, una etapa amplificadora no inversora, con una ganancia de 3.7, con dos diodos zener en antiserie, que limitan la tensión a $\pm 10\text{ V}$.

De esta manera para 36 A eficaces se obtienen 10 V a la salida del circuito siendo la ganancia total entre la corriente a medir y la medida es de 0.27716 V/A.

7.2 Sensores de tensión

Se dispone de dos sensores de tensión para medir la tensión en los condensadores del bus de continua V_p , V_n y tres sensores conectados en estrella a la salida del inversor V_{ax} , V_{bx} , V_{cx} . De este modo disponemos de un punto de referencia para las mediciones de la tensión trifásica de salida.

Tensión Trifásica (V_{ax} , V_{bx} , V_{cx})

Se utilizan sensores ABB VS 500B junto con una placa de adaptación, que se compone de una resistencia de 100 ohm, una etapa amplificadora no inversora con ganancia 1,4186, y por último, dos diodos zener en antiserie, para limitar la tensión de salida a $\pm 10\text{ V}$ que equivale a una tensión de 700 V eficaces.

La ganancia final que se obtiene, entre la tensión medir y la medida es de 0,0142 V/A.

Tensión de bus (V_p , V_n)

Se utilizan sensores ABB VS 500B, junto con una placa de adaptación, que se compone de una resistencia de 100 ohm, una etapa amplificadora no inversora con ganancia 2 y por último, dos diodos zener en antiserie, para limitar la tensión de salida a ± 10 V, que equivale a una tensión de 700 V eficaces.

La ganancia final que se obtiene entre la tensión medir y la medida es de 0,0142 V/A.

8 Ensayos de velocidad del dispositivo NI sbRIO 9631

El sistema instalado para el control del inversor estaba basado en una plataforma dSPACE conectada, con tarjetas de adaptación, a una FPGA Xilinx Spartan-3. La programación de los algoritmos de control se realizaba a través de Matlab/Simulink, usando Real-Time Interface para su compilación y Control Desk para la monitorización del sistema cuando se encontraba en funcionamiento.

Se decidió sustituir todos estos elementos con hardware de National Instruments, el cual se programa a través de LabView, del mismo proveedor.

LabView es un Software que ofrece un entorno gráfico de programación, y para esta aplicación, se utiliza la herramienta Control Design & Simulation, desarrollada poco tiempo atrás por la empresa.

8.1 NI sbRIO 9631

En primer lugar se nos proporcionó una tarjeta NI sbRIO 9631. Este dispositivo esta formado por un procesador de 266 MHz y una FPGA Xilinx Spartan-3. Posee seis entradas analógicas en tensión de ± 10 V con una resolución de 16 bits y una velocidad de muestreo de 250 KS/s. Además se dispone de dos salidas analógicas en tensión de ± 10 V y 16 bits de resolución.

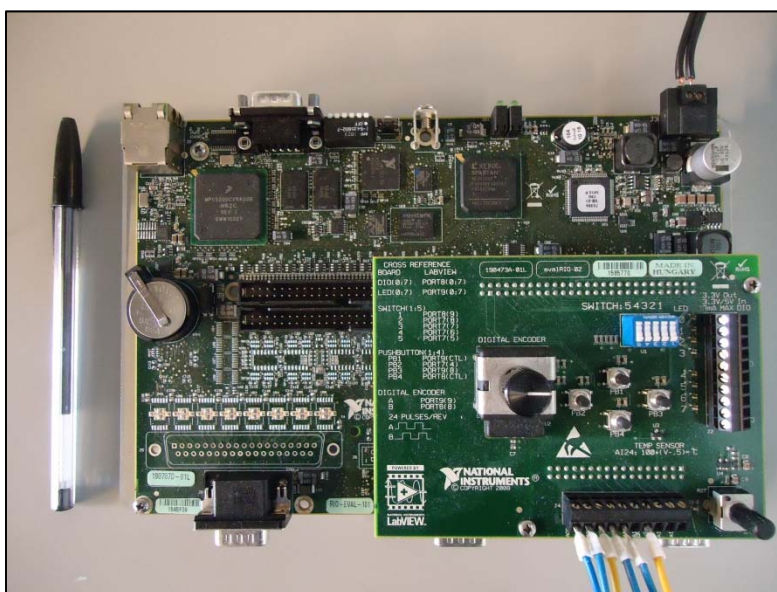


Fig. 8.1. Imagen del dispositivo sbRIO 9631.

Se implementó en el dispositivo un algoritmo PLL, para evaluar su comportamiento. Para ello, se introdujeron, por medio de un generador de señales, 2 ondas sinusoidales a ± 5 V, con una frecuencia de 50 Hz, desfasadas 120° . En la FPGA se reconstruye la tercera onda, para obtener un sistema trifásico equilibrado de secuencia directa de tensiones.

Por otro lado, en la FPGA se programa el muestreo de datos. Para ello se construye una forma onda triangular de 1024 elementos, con una frecuencia aproximada de 2 KHz. Cuando la triangular pasa por el punto 0, se procede a la captación de datos en las entradas.

El bucle en el cual se construye la forma de onda triangular, se ejecuta cada 20 ticks del reloj interno de la FPGA, que es de 40 MHz. Es decir, cada punto se genera a una frecuencia de:

$$\frac{40 \text{ MHz}}{20 \text{ Ticks de reloj}} = 2 \text{ MHz} \quad (8.1)$$

Puesto que la triangular se compone de 1024 elementos, el paso por 0 es a una frecuencia de:

$$\frac{2 \text{ MHz}}{1024 \text{ elementos}} = 1,953 \text{ kHz} = 512 \mu s \quad (8.2)$$

La captación de datos se activa a través de una variable booleana. Tras la captación se construye la tercera fase del sistema trifásico, se indexan los datos en un array y se almacenan en una memoria DMA (*Direct Access Memory*) FIFO (*First In First Out*). Esta memoria, llamada “Medidas de voltaje”, es compartida con el procesador, donde se encuentra implementado el control que lee los datos almacenados y genera las salidas.

En el mismo bucle, se habilita un led disponible en la tarjeta sbRIO, que informa si la memoria DMA FIFO se encuentra llena. Su encendido significa que el control implementado en el procesador esta ejecutándose a una velocidad inferior de la requerida por el muestreo. Es decir, la FPGA captura los datos más rápido que la velocidad de lectura del procesador y por lo tanto, se pierde información.

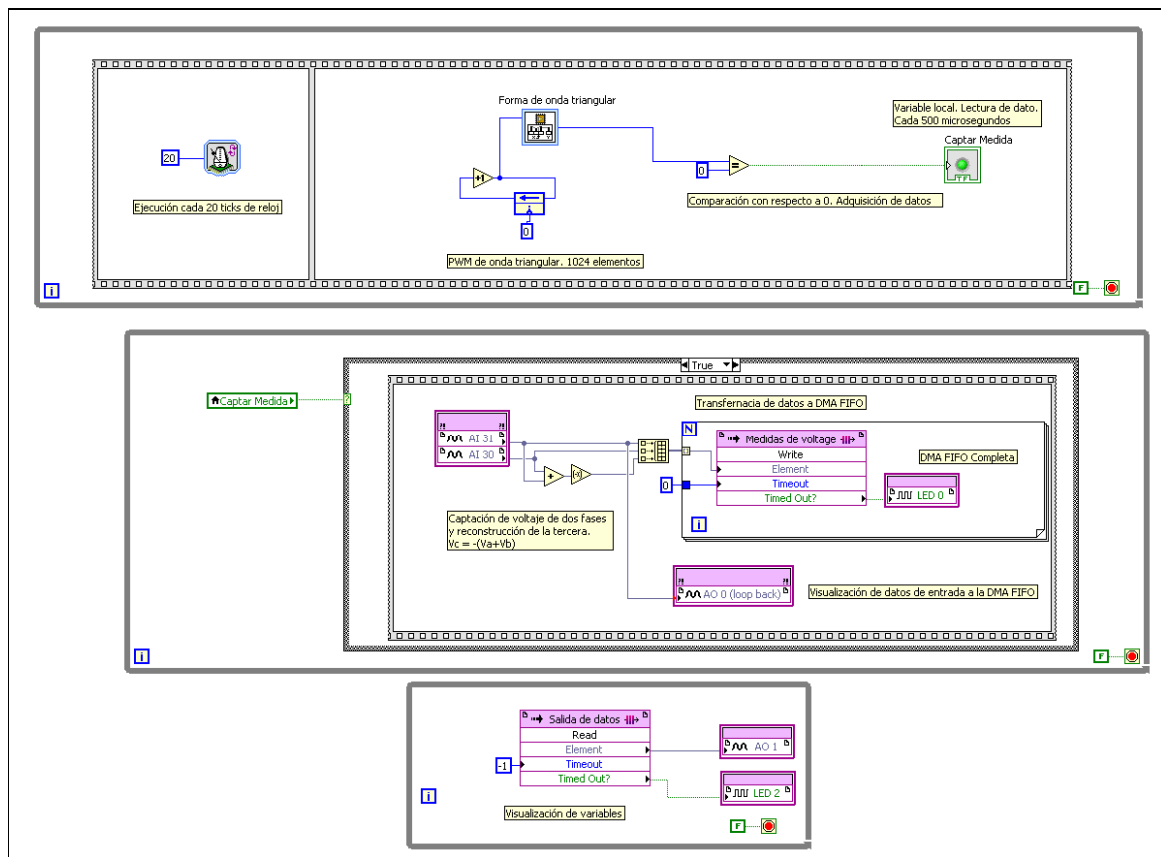


Fig. 8.2. Código programado en la FPGA.

Por último se habilitan dos salidas AO 0 (*loop back*) y AO 1 que se conectan a un osciloscopio. La salida AO 0 se utiliza para monitorizar los datos de entrada en la DMA FIFO (*Medidas de voltaje*) y así, asegurar la correcta ejecución del código que se encuentra en la FPGA. La salida AO 1 se utiliza para poder visualizar la variable tita del control, el cual se encuentra programado en el procesador.

En el procesador se implementa una PLL. Los datos son leídos desde la DMA FIFO (*Medidas de voltaje*) y se multiplican por 65,05 para obtener un sistema trifásico de 325,25 V, tras lo que se implementa el algoritmo de la PLL.

Éste algoritmo está formado por una transformada de Park, conservando la amplitud para obtener el valor de la tensión en cuadratura. Este valor se introduce en un proporcional integrador con ganancias $k_p=10$ y $k_i=10$, obteniendo el valor de ω . Esta variable se integra con un reset cada 2π y así se obtiene el valor θ , que a su vez se utiliza para obtener la variable V_q .

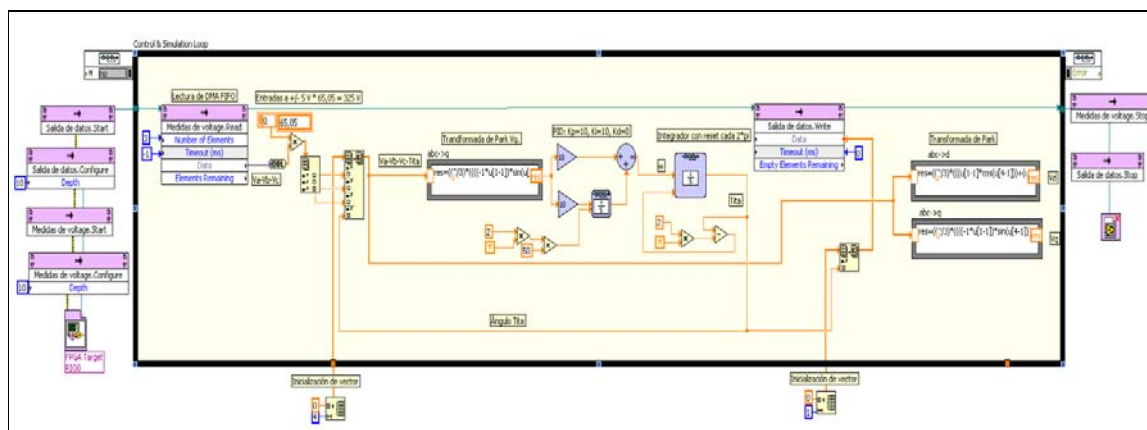


Fig. 8.3. Código programado en el controlador RT.

El valor θ es introducido en una DMA FIFO, llamada “Salida de datos”, que es leída en la FPGA y llevada a una salida analógica de tensión, donde tenemos conectado un osciloscopio.

De esta forma, podemos asegurar el funcionamiento correcto del código y que se ejecuta a la velocidad requerida. Este algoritmo debe ejecutarse en un tiempo inferior a 512 μ s, tras este periodo se captan nuevos datos y es necesario que ya se hayan generado las salidas.

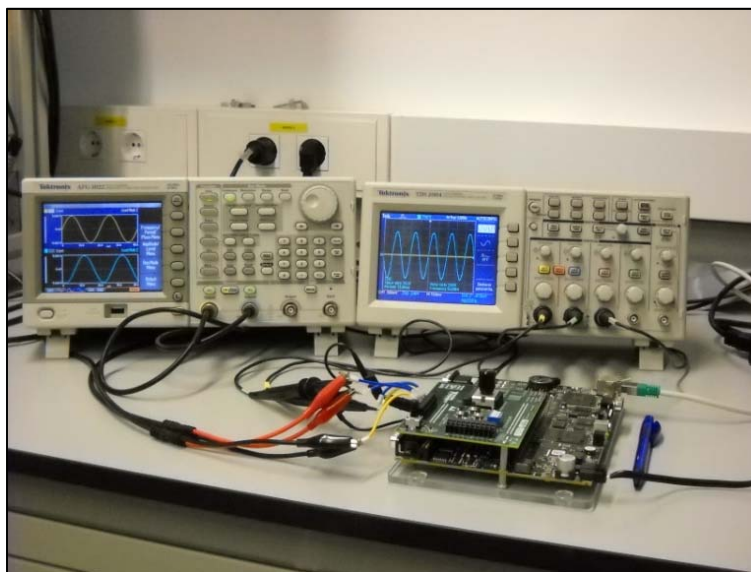


Fig. 8.4. Fotografía del montaje usado en los ensayos con la tarjeta NI sbRIO 9631

Tras los ensayos, se puso de relieve que existía un problema de comunicación entre la tarjeta sbRIO 9631 y el host-PC. La comunicación con el ordenador se realiza vía ethernet y el algoritmo de control ha de ejecutarse en menos de 512 μ s.

Con este dispositivo el control consume todo el tiempo de cálculo del procesador y la comunicación con el ordenador se pierde. Esto impide la monitorización a través del PC y puso de manifiesto la necesidad de utilizar otro dispositivo con un microprocesador más rápido.

9 Resultados

En este anexo se muestran al detalle los resultados obtenidos en los diferentes ensayos.

9.1 Resultados del ensayo experimental del modulador.

A continuación, se muestra la corriente y tensión de fase en la carga; así como, la tensión de referencia a seguir.

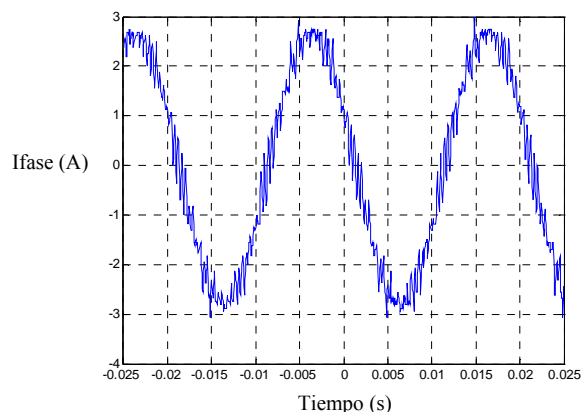


Fig 9.1. Corriente de fase en la carga.

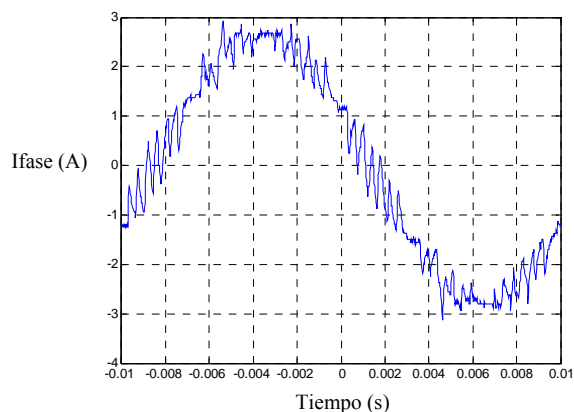


Fig 9.2. Corriente de fase en la carga, ampliada.

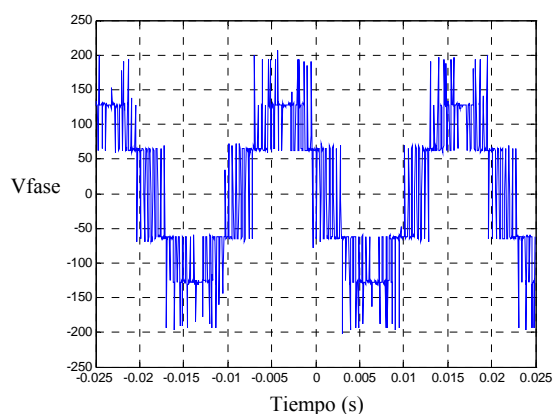


Fig 9.3. Tensión de fase en la carga.

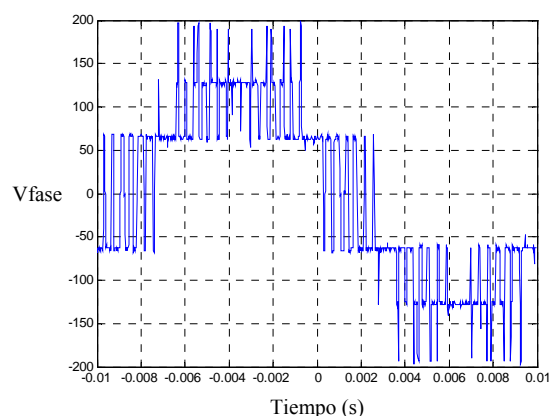


Fig. 9.4 Tensión de fase en la carga, ampliada.

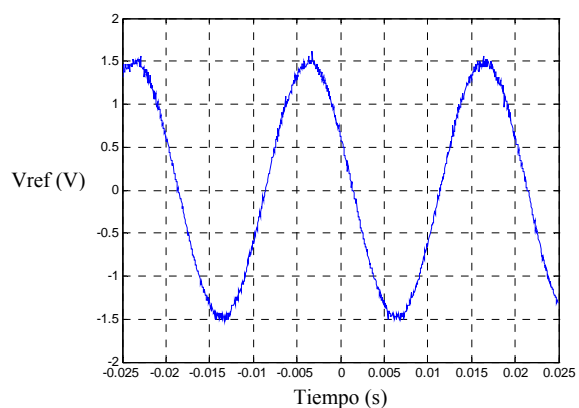


Fig 9.5. Tensión de referencia.

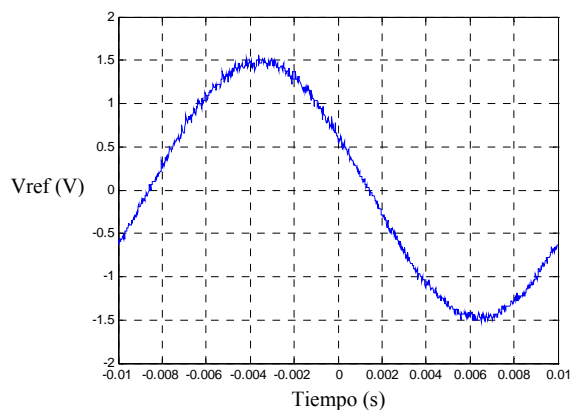
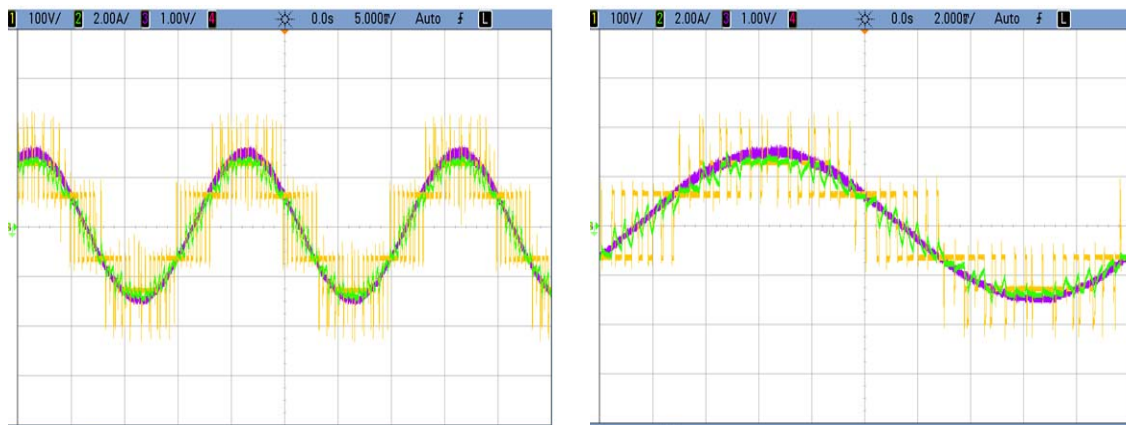


Fig 9.6. Tensión de referencia, ampliada.



- Corriente de fase en la carga.
- Tensión de fase de referencia.
- Tensión de fase en la carga.

Fig. 9.7. Resultados del ensayo experimental del modulador.

La tensión y la corrientes generadas en la carga, siguen la fase de la tensión de consigna, por lo que, el enganche a red es correcto y el modulador tiene un buen funcionamiento.

9.2 Resultados del ensayo experimental del control de corriente

Se realizan pruebas para diferentes valores de tensión del bus de tensión continua y diferentes consignas de corriente.

Vdc=400V, Id*=0 A, Iq*=4 A.

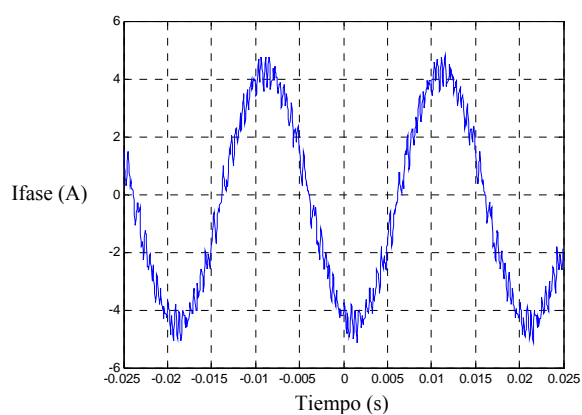


Fig 9.8. Corriente de fase en la carga.

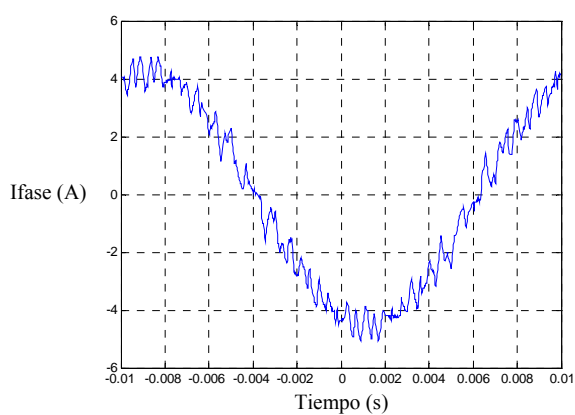


Fig 9.9. Corriente de fase en la carga, ampliada.

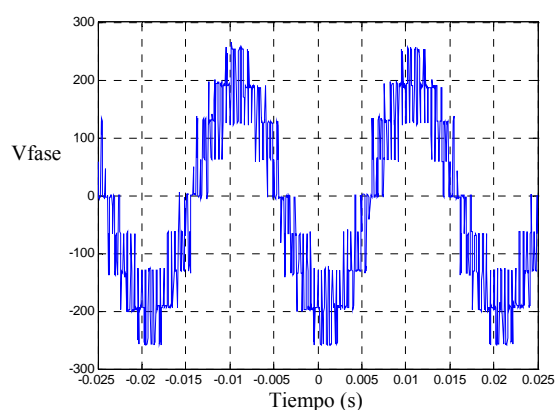


Fig 9.9. Tensión de fase en la carga.

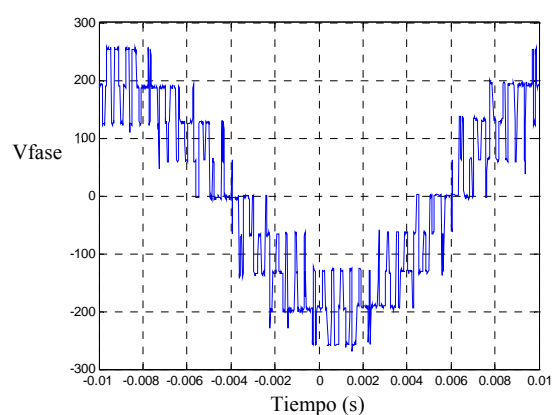


Fig 9.10. Tensión de fase en la carga, ampliada.

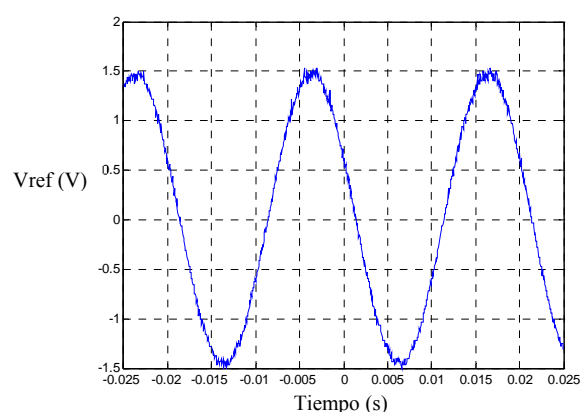


Fig 9.11. Tensión de referencia.

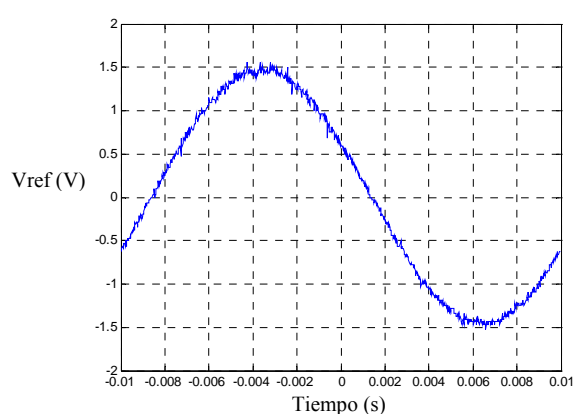


Fig. 9.12. Tensión de referencia, ampliada.

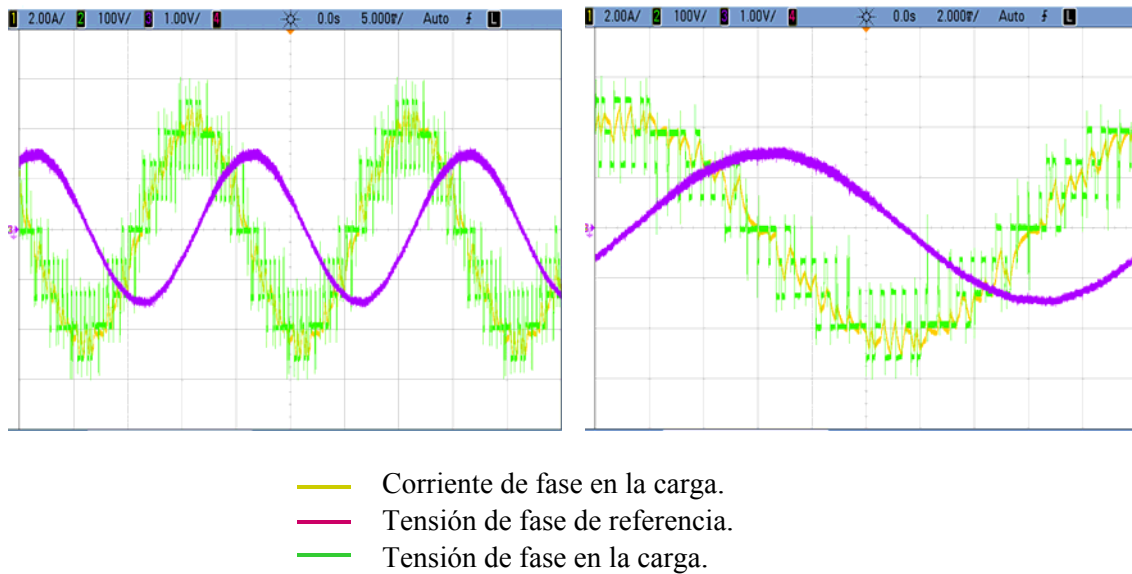


Fig. 9.13. Resultados del ensayo de control de corriente. $I_d^*=0$ A, $I_q^*=4$ A.

Se comprueba que ante un valor I_q^* positivo, se produce un desfase entre la tensión de referencia y la corriente, absorbiendo potencia reactiva. También se verifica que el valor I_q^* y el obtenido experimentalmente coinciden.

$V_{dc}=400V$, $I_d^*=3 A$, $I_q^*=3 A$.

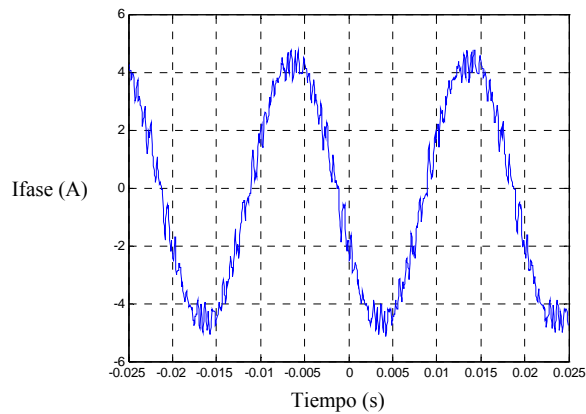


Fig. 9.14. Corriente de fase en la carga

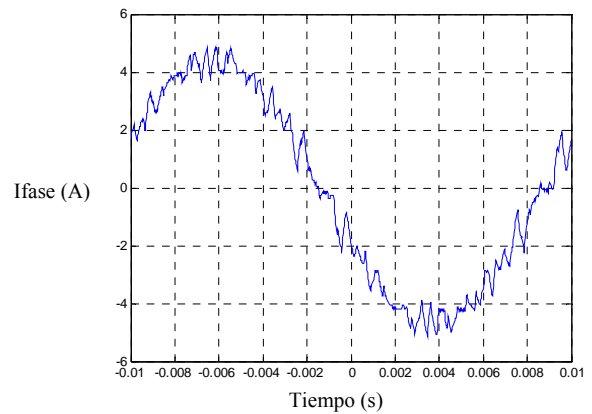


Fig. 9.15. Corriente de fase en la carga ampliada

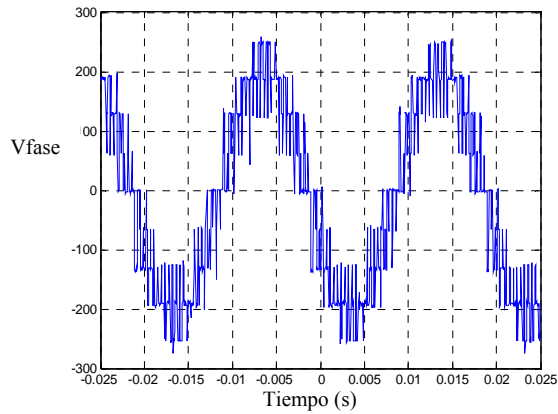


Fig. 9.16. Tensión de fase en la carga.

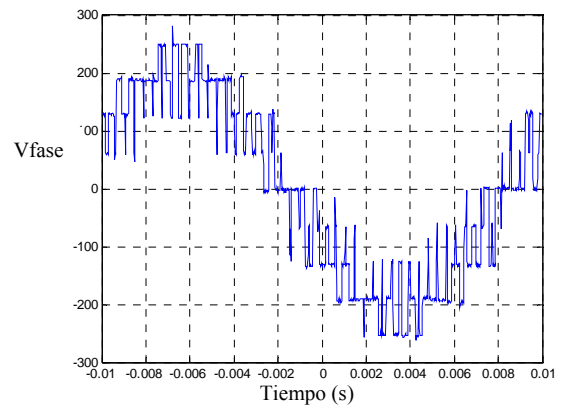


Fig. 9.17. Tensión de fase en la carga, ampliada.

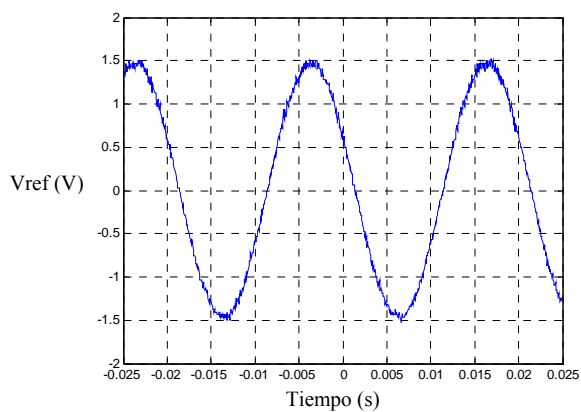


Fig. 9.18. Tensión de referencia.

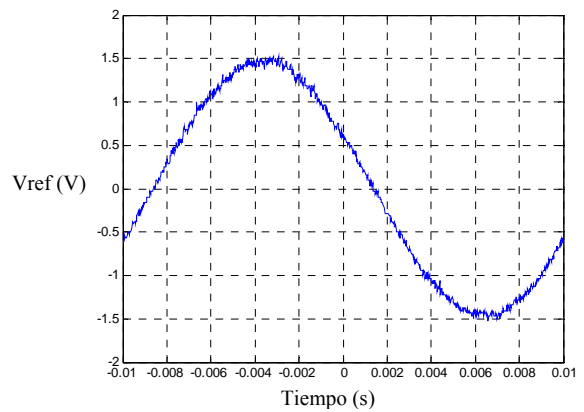


Fig. 9.19. Tensión de referencia, ampliada.

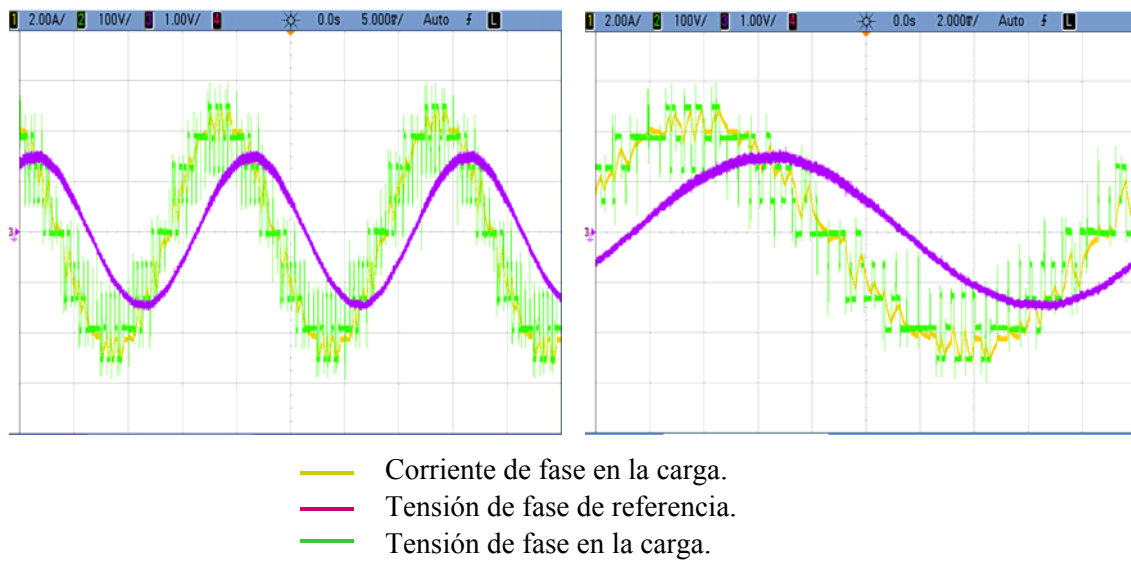


Fig. 9.20. Resultados del ensayo de control de corriente. $I_d^*=3$ A, $I_q^*=3$ A

Para valores positivos de I_d^* e I_q^* , el sistema actúa para que la tensión y corriente de salida tengan la amplitud y desfase adecuados para alcanzar los valores de consigna.

9.3 Resultados del ensayo de intercambio de potencia con la red eléctrica.

A continuación se muestran los resultados de tensión y corriente en la fase c en el secundario del transformador para diferentes consignas de corriente.

Vdc=400V, Id*=10 A, Iq*=0 A.

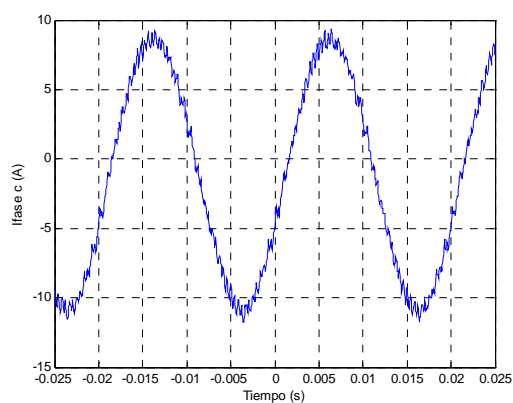


Fig 9.21. Corriente de fase en el secundario del transformador.

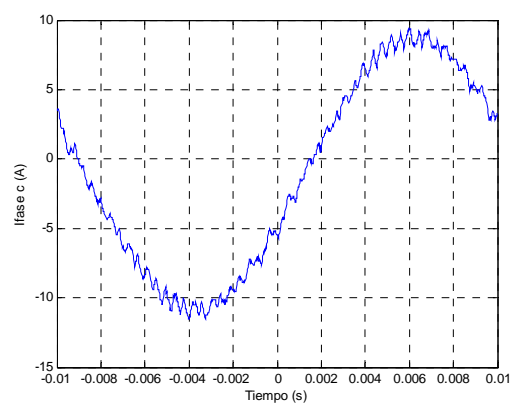


Fig 9.22. Corriente de fase en el secundario del transformador, ampliada.

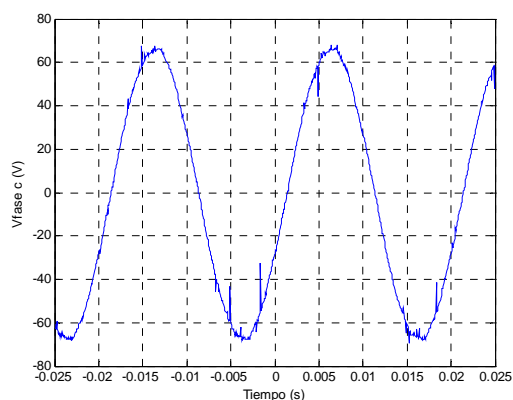


Fig. 9.23. Tensión de fase en el secundario del transformador.

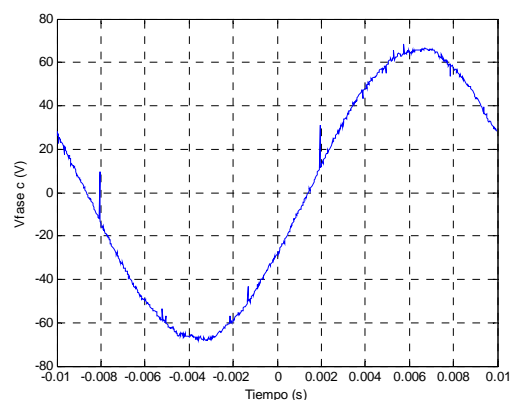
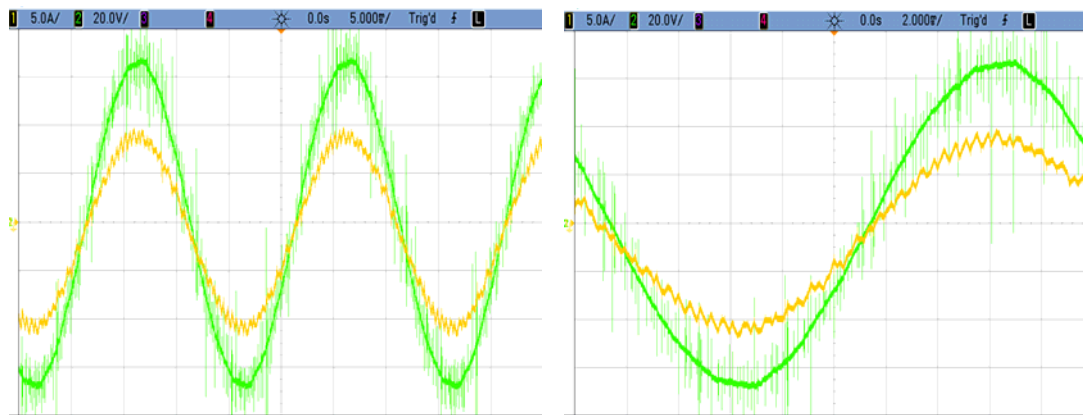


Fig. 9.24. Tensión de fase en el secundario del transformador, ampliada.



— Corriente de fase (c) en el secundario del transformador.
— Tensión de fase (c) en el secundario del transformador.

Fig. 9.25. Tensión y corriente de la fase c, a la salida del inversor trinivel NPC.

Vdc=400V, Id*=5 A, Iq*=-8 A.

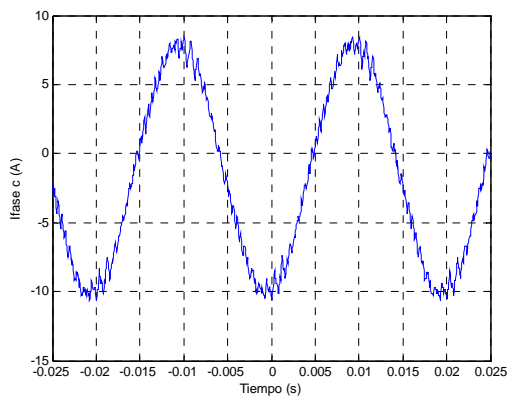


Fig. 9.26. Corriente de fase en el secundario del transformador.

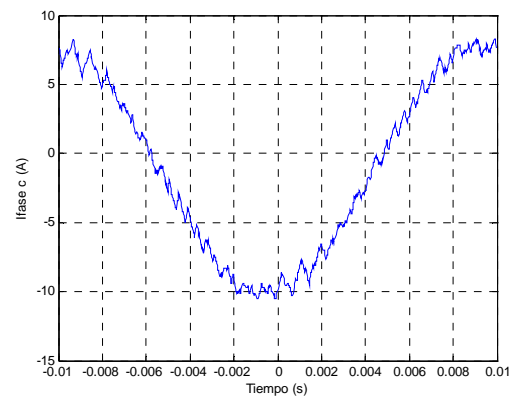


Fig 9.27. Corriente de fase en el secundario del transformador, ampliada.

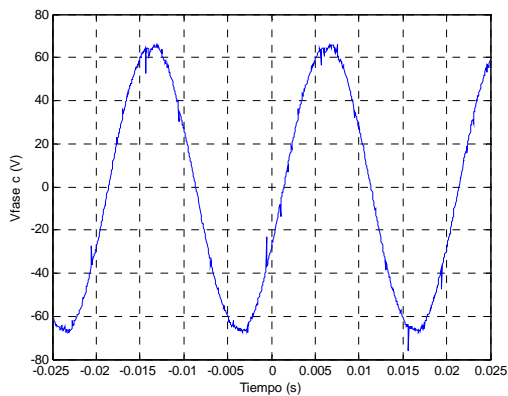


Fig. 9.28. Tensión de fase en la salida del transformador.

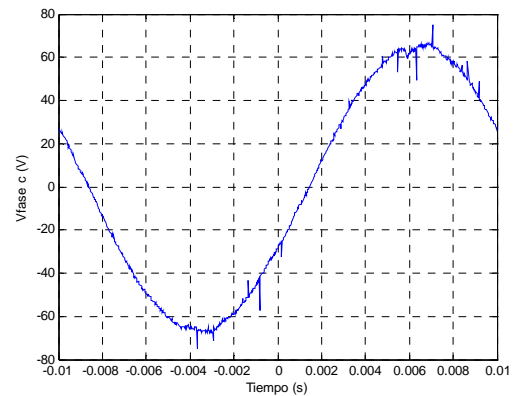
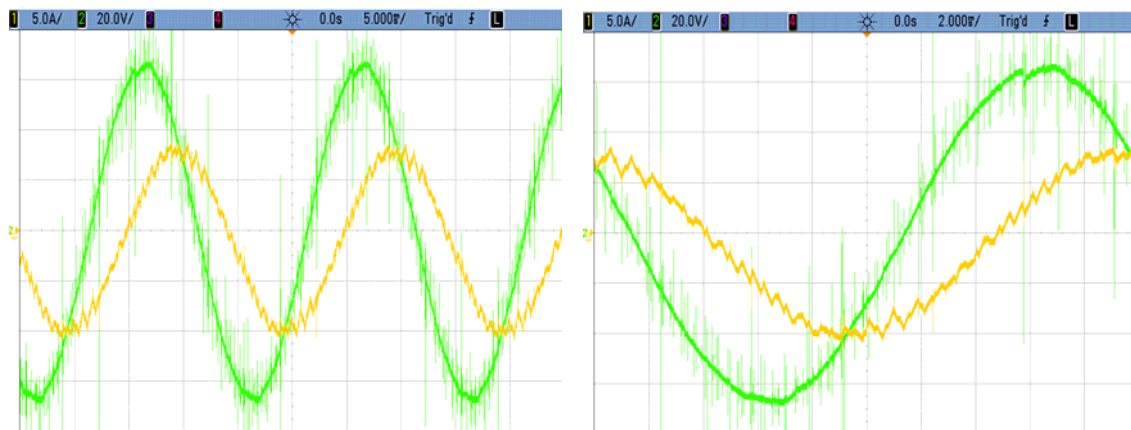


Fig. 9.29. Tensión de fase en la salida del transformador, ampliada.



— Corriente de fase (c) en el secundario del transformador.
— Tensión de fase (c) en el secundario del transformador.

Fig. 9.30. Tensión y corriente de fase c, a la salida del inversor trinivel NPC.

$V_{dc}=400V$, $I_d^*=5 A$, $I_q^*=8 A$.

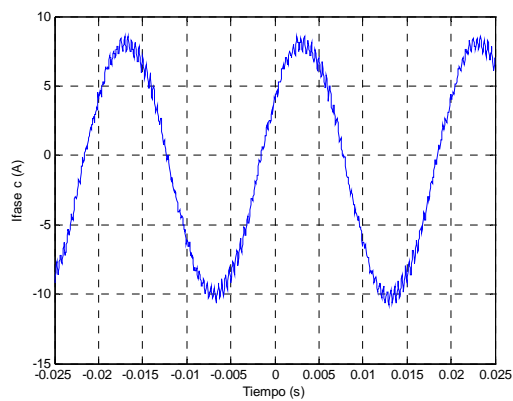


Fig. 9.31. Corriente de fase en el secundario del transformador.

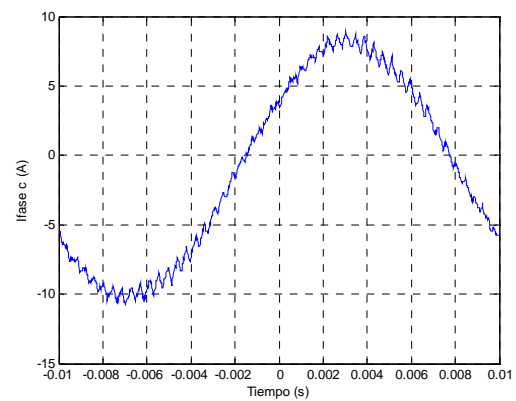


Fig. 9.32. Corriente de fase en el secundario del transformador, ampliada.

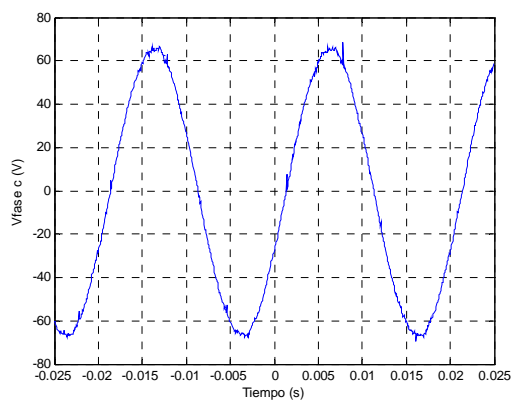


Fig. 9.33. Tensión de fase en el secundario del transformador.

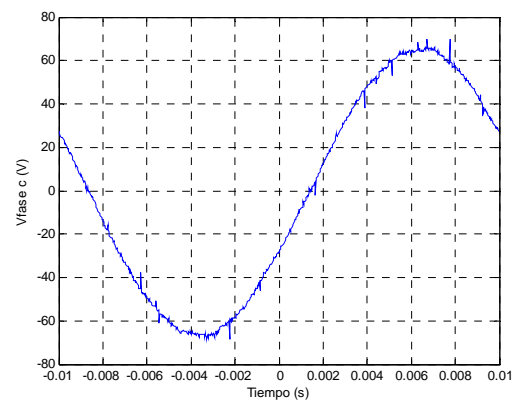


Fig. 9.34. Tensión de fase en el secundario del transformador, ampliada.

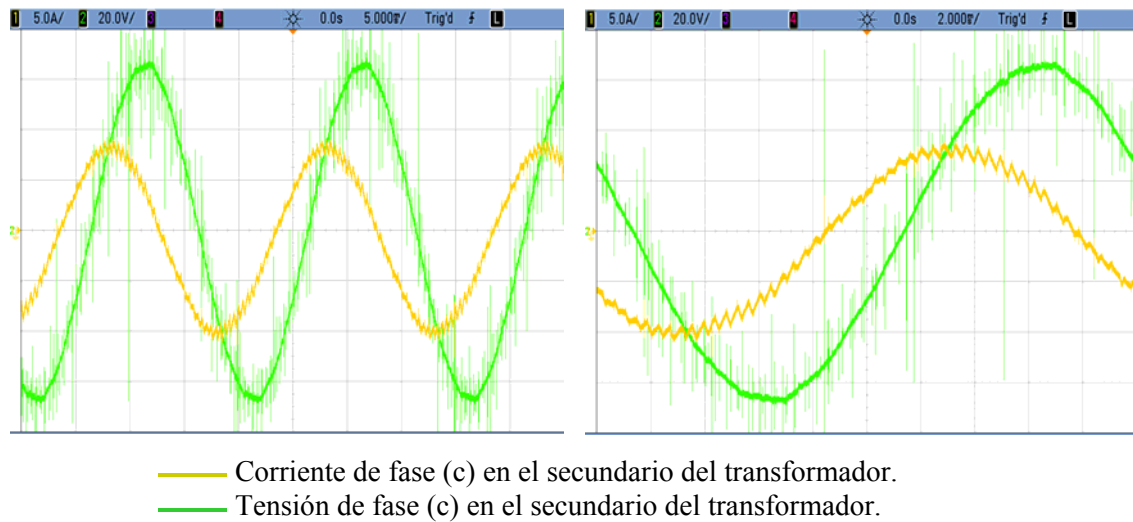


Fig. 9.35. Tensión y corriente de fase c, a la salida del inversor trinivel NPC. $I_d^*=5$ A, $I_q^*=8$ A.