

CAPÍTULO 4.

Diseño de un convertidor de 3 niveles CD-CA para carga resistiva.

4.1 Introducción.

El capítulo inicia con la presentación de un diagrama general de un sistema autónomo de conversión de energía solar, con las diferentes etapas que lo conforman, además se realiza el planteamiento y solución para el diseño de un convertidor multinivel de 3 niveles con topología diodo anclado al neutro, para energizar una carga resistiva con una señal de voltaje y corriente senoidal a 60 hertz. Como la señal de salida diferencial del convertidor resulta ser una onda cuadrada, es necesario filtrar las frecuencias altas para dejar pasar solo la componente fundamental por lo que se dan los pasos para el cálculo de un filtro pasabajas, finalmente se realiza la simulación utilizando el software PSIM cuando la carga es energizada sin filtro y después con filtro, utilizando dos formas de generar los pulsos de control para la conmutación de los interruptores de potencia, los pulsos de control spwm y los pulsos de control digital.

4.2 Convertidor de 3 niveles CD-CA con diodo anclado al neutro, alimentado con energía solar para energizar carga resistiva.

Como se mencionó en los primeros capítulos, la energía proveniente el sol es captada por las celdas solares y proporcionada en forma de V_{CD} , en muchos de los casos es necesario transformarla en V_{CA} puesto que es como se utiliza en equipos electrónico domésticos o industriales y en caso de nuestro país a una frecuencia de 60 hertz.

La Fig.4.1 muestra las etapas necesarias para la transformación de la energía solar en corriente alterna, y así poder ser utilizada para energizar una carga resistiva con corriente alterna.

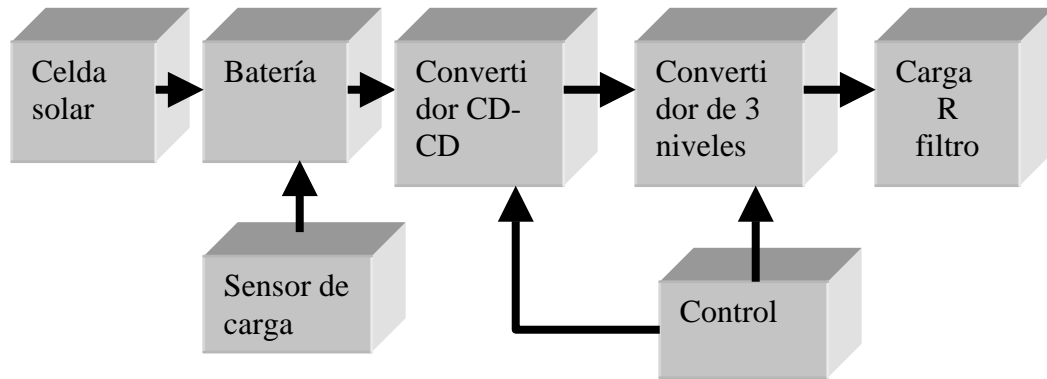


Fig.4.1. Diagrama para conversión de energía CD-CA.

La descripción de las etapas son las siguientes:

- Celdas solares. Módulos de celdas solares acopladas en serie o paralelo de acuerdo a la capacidad de generación deseada.
- Batería. Módulos de batería para el almacenamiento de energía en CD. (Esto puede ser eliminado si el convertidor es conectada directamente a las celdas).
- Convertidor de CD-CD como elevador de tensión.
- Convertidor multinivel para llevar a cabo la conversión CD-CA para nuestro caso de 3 niveles.
- Control. Generación de las señales de control para los interruptores de potencia. Para el presente trabajo el control se obtiene en forma analógica spwm, digital con multivibradores monoestable y digital mediante un programa VHDL generando la portadora y la frecuencia fundamental a partir de una entrada reloj externo al FPGA.
- Filtro para eliminar altas frecuencias y obtener a la salida la frecuencia de línea 60 hertz.
- Carga. Elemento a energizar y conectado a la salida para el caso a tratar una carga resistiva.

Como el presente trabajo tiene como objetivo la utilización de energía solar, la tensión de salida de una celda solar puede ser de 12 o 24 volts de CD, por lo de acuerdo a la fig.4.1 se requiere una etapa elevadora CD-CD, que no trataremos en este trabajo, por lo que nos avocaremos exclusivamente a la conversión CD-CA que es como se utiliza en el hogar y la industria. Siendo este el caso, que se pretende:

Diseñar un convertidor multinivel con topología de diodo anclado al neutro de 3 niveles monofásico, a una frecuencia de 60 hertz, 127 volts rms de salida, una potencia de 500 Watt y un índice de modulación $m=0.8$, para energizar una carga resistiva de 34.5 ohms, además se debe de cumplir que la armónica de orden 11 no exceda el 4%, siendo el valor del coeficiente de Fourier de este armónico.

$$b_{11} = \frac{4}{n * \Pi}$$

4.3 Cálculo del número de componentes.

Para un convertidor de 3 niveles con diodo anclado al neutro se tiene que, de acuerdo a lo tratado el capítulo 3 lo siguiente.

a) $n=3$ donde n es él número de niveles.

b) Número de capacitores del lado de CD (bus principal).

$$ncapacitores = (n-1) = (3-1) = 2$$

c) Número de diodos:

$$ndiodos = 2(n-2) = 2$$

d) Número de IGBT o CMOS.

$$(n-1)2 = (3-1)2 = 4$$

En resumen se requieren para el circuito.

2 capacitores

2 diodos

3 IGBT o CMOS

1 fuente de V_{CD}

Por lo que el circuito queda tal como se muestra en la fig.4.2. Podemos notar además que el método de control es spwm.

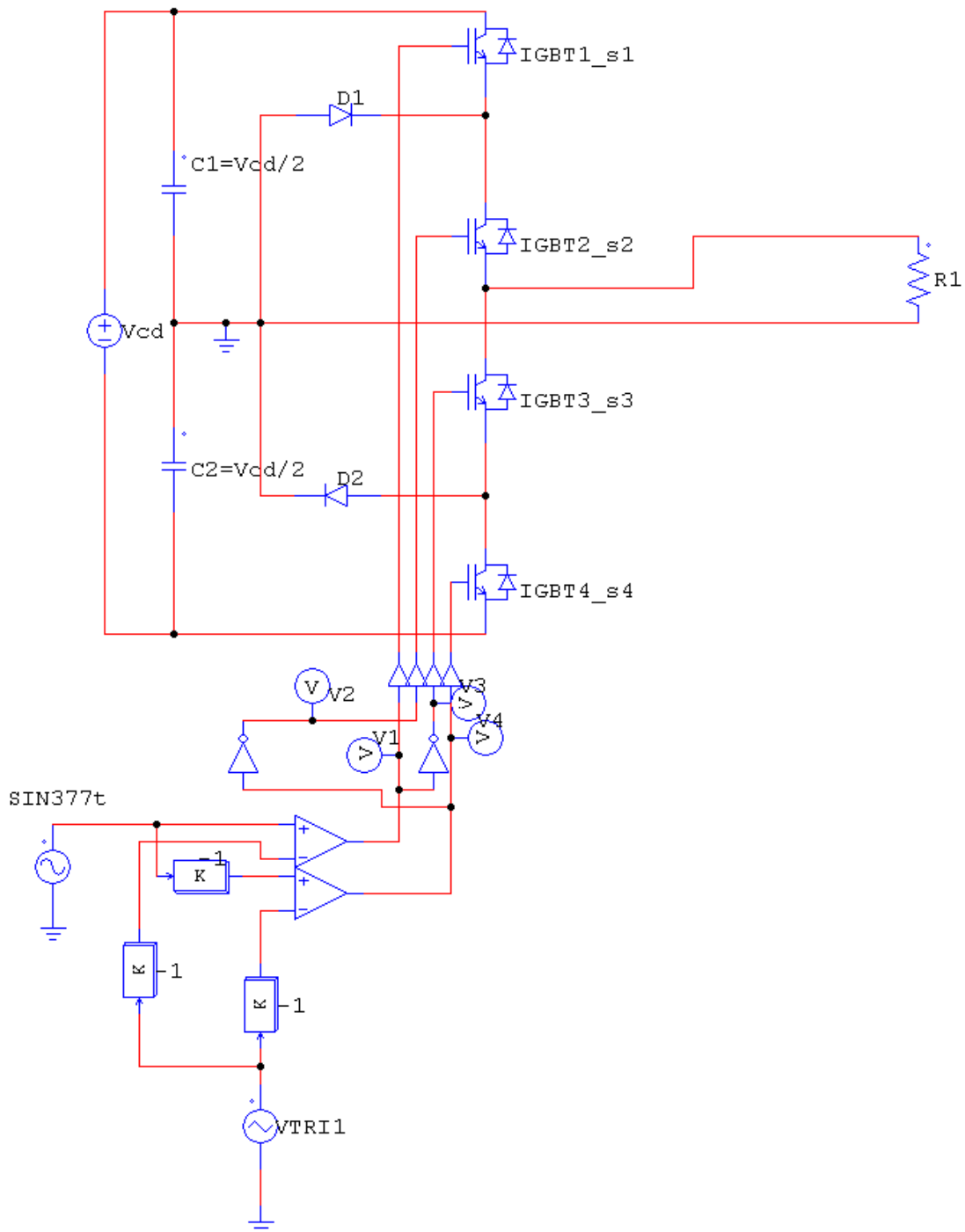


Fig.4.2. Topología de inversor CD-CA de tres niveles con diodo anclado al neutro y control spwm.

4.4 Selección de los transistores de potencia IGBT.

La selección de los componentes depende de la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia para el convertidor y la potencia a manejar donde se consideran los siguientes parámetros tabla 4.1.

Componente	Frecuencia	Potencia
IGBT	Baja	Alta
CMOS	Alta	Baja
DIODO	Alta	Baja -Alta

Tabla 4.1. Característica a considerar en la selección de los dispositivos de potencia.[16]

4.5 Dimensionamiento del convertidor multinivel CD-CA.

Para visualizar las variables involucradas en el convertidor multinivel de 3 niveles, el diagrama de la Fig.4.3, nos muestra las etapas del convertidor y las variables a considerar en forma general.

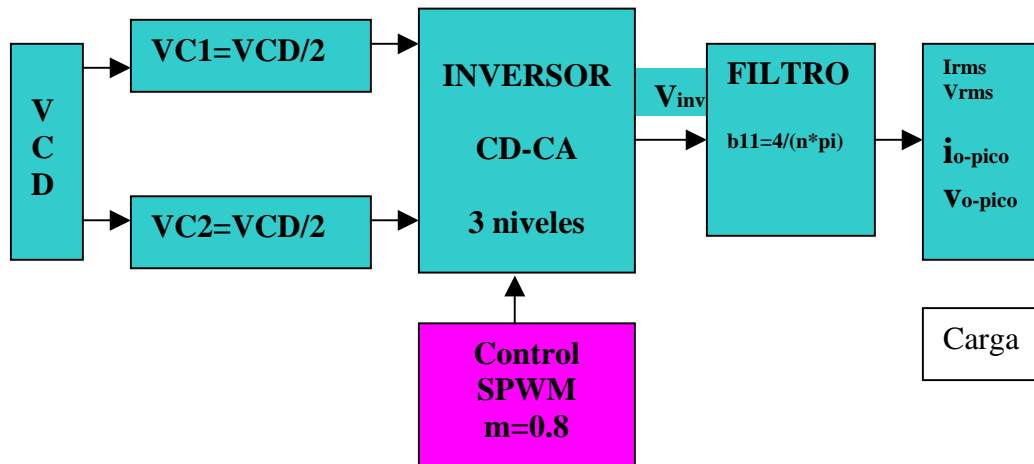


Fig.4.3. Diagrama de conversión CD-CA.

4.6 Cálculo de la fuente de alimentación V_{CD} Voltaje y corriente en la carga.

Para calcular el voltaje necesario para obtener la tensión de salida de 127 volts rms, para una potencia de 500 watts en la resistencia carga se calcula la corriente rms.

$$P = R * I_{o-rms}^2 \quad \therefore I_{o-rms} = \sqrt{\frac{500}{34.5}} = 3.806(A)$$

$$i_{o-pico} = \sqrt{2} * I_{rms} = \sqrt{2} * 3.806 = 5.382(A)$$

$$V_{rms} = R * I_{rms} = 34.5 * 3.806 = 131.307(Volt) \quad \therefore$$

$$v_{o-pico} = 131.307 * \sqrt{2} = 185.696(Volt)$$

$$V_{o-pico-pico} = 371.39(Volt).$$

El voltaje de salida en el convertidor es de la forma mostrada en la fig. 4.4

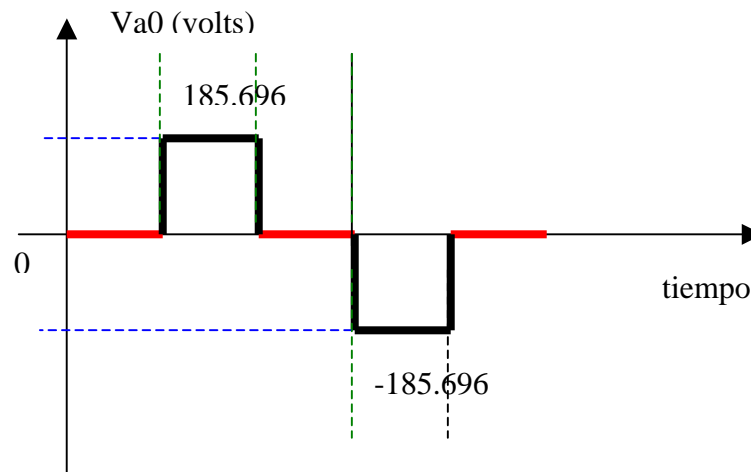


Fig. 4.4. Forma de onda del voltaje de salida en el convertidor.

Además, como el voltaje de salida tiene la forma de la fig.4.4, esta resulta ser una onda periódica, simétrica e impar por lo que la serie de Fourier solo tiene coeficientes b_n , impares donde la serie para el voltaje de salida es[8].

$$v_{o-pico} = \sum_{n=1,2,3,5,\dots}^{\alpha} \frac{4}{n \cdot \Pi} \frac{V_{cd}}{2} \sin(n\omega t) \quad b_n = \frac{4}{n \cdot \Pi} = \frac{4}{1 \cdot \Pi} \text{ coef. De Fourier}$$

Para la armónica fundamental $n=1$ y además $m=0.8$ y el voltaje en cada capacitor son iguales $V_{c1} = V_{c2} = \frac{V_{cd}}{2}$

$$V_{o-pico} = \frac{4}{\Pi} \frac{V_{cd}}{2} \quad \therefore \quad \frac{V_{cd}}{2} = \frac{V_{o-pico} \cdot \Pi}{4} = \frac{185.696 \cdot 3.1416}{4} = 145.85(\text{Volt})$$

$$\text{y como } V_{c1} = V_{c2} = \frac{V_{cd}}{2} \quad \text{y} \quad \frac{V_{pico}}{V_{cd}/2} = m = 0.8$$

$$\frac{V_{cd}}{2} = \frac{V_{o-pico}}{0.8} = \frac{145.85}{0.8} = 182.312(\text{Volts}) \quad \therefore$$

$$*****V_{cd} = 2 \cdot 182.313 = 364.625(\text{Volts})*****$$

4.7 Cálculo del filtro.

Por otro lado el voltaje a la salida debe de tener forma de onda senoidal, por lo que se requiere filtrar la señal de la fig.4.4. Para eliminar las frecuencias altas, lográndose esto con un filtro pasabajos como el de la fig.4.5

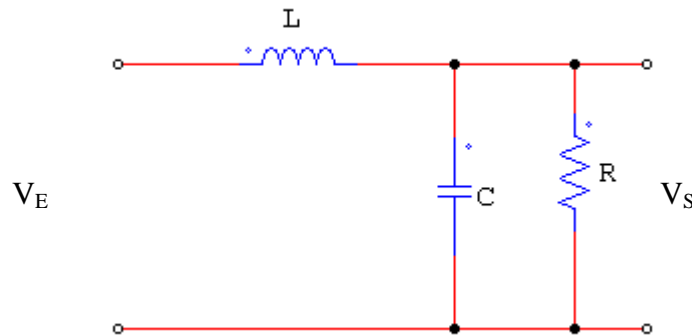


Fig.4.5. Filtro pasabajos para eliminar armónicas de altas frecuencias.

Calculando la función de transferencia del filtro se obtiene la siguiente ecuación.

$$A_n = \frac{V_s}{V_E} = \frac{(X_c // R)}{(X_L + X_c // R)} = \frac{1}{\left[1 - n \omega^2 CL + \frac{jn \omega L}{R} \right]} \quad \text{ec. 4.1}$$

Se elige la frecuencia de resonancia del filtro $f_r=60$ hertz.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{ec.4.2}$$

Despejando

$$LC = \frac{1}{(2 * \pi * f_r)^2} \quad \text{ec.4.3}$$

Sustituyendo los valores

$$LC = \frac{1}{(2 * \pi * 60)^2}$$

$$LC = 0.70362 e - 05$$

Calculamos el valor de la Vcd a la salida del inversor para un factor de modulación 0.8, y como se calculó anteriormente el Vcd=364.625 volts.

$$m = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = 0.8 \quad \text{ec.4.4} \quad [8]$$

$$y \quad V_{pico-pico} = m * V_{cd} = 0.8 * 364.625 = 291.856 \text{ (volts)}$$

Se selecciona la armónica 11 para que el filtro atenué componentes mayores a esta y deje pasar la fundamental.

La frecuencia del armónico de orden 11 es $f_{11}=11(60)=660$ hertz y el coeficiente de Fourier para la forma de onda resultante a la salida del inversor que resulta ser simétrica e impar se calcula de la siguiente manera:

$$b_n = \frac{4}{n * \pi} = \frac{4}{11 * \pi} = 0.116 \quad \text{ec.4.5}$$

Calculando la componente armónica de orden 11

$$V_{11} = b_{11} \cdot V_{opico-pico} = 0.116 * (291.856) = 33.7821(volts)$$

Y como V_{11} debe de ser atenuada por el filtro hasta un 4% de la tensión de salida se tiene que.

$$V_s = 0.04 * (291.856) = 11.6742(volts) .$$

Sustituyendo los valores en la ecuación 4.1 tenemos

$$A = \frac{V_s}{V_{11}} = \frac{11.6742}{33.7821} = 0.3456$$

Y sustituyendo en la ecuación 4.1 nuevamente

$$0.3456 = \frac{1}{\left[1 - \left((2 * \Pi * 60)^2 * 0.70362e^{-05} \right) * 11 \right] + \left[j2 * \Pi * 11 * 60 * \frac{L}{34.5} \right]}$$

Despejando L_j

$$L_j = \frac{\left(34.5 - 34.5 * 0.3456 * \left(1 - 11 * (2 * \Pi * 60)^2 * 0.70362e^{-05} \right) \right)}{2 * \Pi * 60 * 11}$$

Se obtiene el valor de la inductancia

$$L_j = 0.0371(H) = 37.1(mHenry)$$

y para calcular el valor del capacitor se despeja C de la ecuación 4.4. dando como resultado.

$$C = \frac{0.70362e^{-05}}{0.0371} = 1.898e^{-04} = 189.8(\mu Farad) .$$

4.8 Cálculo del TDH y DF.

La calidad de la tensión de salida con respecto a una tensión o corriente senoidal se evalúa con los factores TDH y DF.

Para calcular el factor de distorsión armónica total TDH, que mide la relación entre el valor de la tensión fundamental con el resto de las armónicas, se procede de la siguiente forma.

$$TDH = \frac{1}{V_{A01}} \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots} v_{on}^2} \quad \text{ec.4.6} \quad [8]$$

Donde $V_{A01}=V_{01}$ es el valor eficaz de componente fundamental $n=1$ [8].

$$V_{A01} = \frac{V_{cd}}{2}$$

$$TDH = \frac{1}{V_{01}} \sqrt{V_{0-pico}^2 - V_{01}^2} = \frac{1}{182.312} \sqrt{185.696^2 - 182.312^2}$$

$$TDH = 0.1935 = 19.36\%$$

DF es el factor de distorsión y mide el nivel de cada armónica con respecto al nivel de la fundamental.

Factor DF para la 3 armónica[8]

$$DF_3 = \frac{V_{aon}}{V_{a01} * n^2} = \frac{V_{a01/3}}{V_{a01} * 3^3} = \frac{1}{27} = 3.7\% \quad \text{ec. 4.7}$$

4.9 Otra forma de calcular el filtro.

Existe una forma rápida de calcular el filtro anterior si se considera la relación $XL \gg R$ esto esta bajo siguiente criterio.

Como XL depende la frecuencia, esta se hace grande cuando la frecuencia es alta, atenuando las señales de alta frecuencia.

Para el caso del problema del filtro de la sección 4.9 y para una frecuencia baja de.

$$f = 1000\text{hertz}$$

y considerando como mucho mayor un factor de 20

$$XL = 20R = 20 * 34.5 = 690\text{ohms}$$

$$\text{Donde} \quad XL = \omega * L$$

$$\text{Por lo tanto} \quad XL = 2\Pi * f * L$$

$$L = \frac{690}{2 * \Pi * f} \quad L = 109\text{mhenry} .$$

Para el cálculo del capacitor se toma la siguiente consideración $X_c \ll R$, para este caso X_c se hace pequeña al aumentar la frecuencia eliminando las frecuencias altas, y de forma anterior tomando por ejemplo como factor 20 se tiene que.

Como $X_c = 1/J\omega C$ $X_c \ll R$ $X_c = R/20$ sustituyendo

$$C = 20\left(\frac{1}{(2 * \Pi * f * R)}\right) \quad C = 20\left(\frac{1}{(2 * \Pi * 1000 * 34.5)}\right) \quad C = 92.2\mu\text{farad}$$

Los valores calculados de esta manera filtran la senoidal esperada en la carga para el problema propuesto anteriormente.

4.10 Cálculo de los capacitores del lado de C.D.

Como se puede observar la tensión del bus principal de CD se divide entre dos utilizando dos capacitores fig.4.2. Para determinar el valor de estos capacitores se recomienda seleccionar un valor suficientemente grande ya que puede presentarse el caso de desbalanceo del neutro, por lo que de acuerdo con [15], una forma de calcularlo es usando la siguiente relación ec.4.8.

$$C_i = \frac{Q_{NORM} * I_{MAX}}{2 * \Delta U_{DC-MAX}} \quad \text{ec. 4.8}$$

Donde

Q_{NORM} = Carga normalizada del rizo.

I_{max} = Corriente de pico de la fase.

ΔU_{DC-MAX} = Porcentaje de voltaje de rizo.

Como de acuerdo a los cálculos el voltaje es de

$V_{DCmax} = 346.6$ volts

Se tiene que 1% de 364.6 volts.

$\Delta U_{DC-MAX} = 3.646$ volts.

Y para un índice de modulación de $m=0.8$

Entonces para el índice de modulación propuesto y el factor de potencia, que para el caso es igual a uno puesto que la carga es puramente resistiva se busca la gráfica de la fig.4.6.

El valor de $Q_{NORM} = 0.5$.

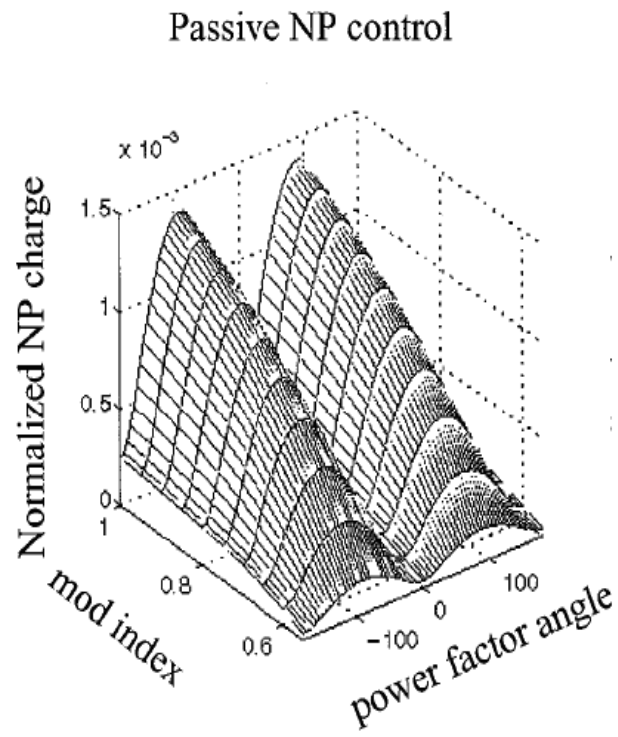
Sustituyendo en la ecuación 4.8 se tiene.

$$C_i = \frac{0.5 * e^{-3} * 5}{2 * 3.646} = 3.43e^{-04} = 342.84 \mu Farad.$$

Por lo que el capacitor debe tener mínimo este valor.

Además cada capacitor debe soportar una tensión de [15].

$$V_{cap} = \frac{VCd}{n-1} = \frac{Vcd}{2} = \frac{346.6}{2} = 173.3 \text{ volts} .$$



Normalized amplitude of the LF charge ripple.

Fig.4.6. Amplitud normalizada del rizo de la carga en el capacitor [15]

4.11 Método de control para la conmutación.

El método de control para la conmutación de los interruptores de potencia, para el convertidor multinivel en cuestión es el spwm, por lo que se requiere, como se mencionó en capítulos anteriores de dos señales una portadora y una moduladora.

Si consideramos que la frecuencia de la portadora (f_p) es 75000 hertz con amplitud 1 (V_p) triangular y la frecuencia de la moduladora es de 60 hertz con amplitud de 0.8 (V_p) senoidal se tiene lo siguiente.

$$m = \frac{V_{\text{moduladora}}}{V_{\text{portadora}}}$$

Por tanto el factor de modulación es de 0.8.

4.12 Simulación del convertidor de 3 niveles con topología diodo anclado al neutro usando software PSIM.

La simulación permitirá comprobar si los resultados efectivamente son los esperados, por lo que se presentan en dos partes.

La primera es utilizando el método de control spwm cuando solo se conecta la carga resistiva sin filtro y cuando se aplica la carga resistiva con el filtro calculado, mostrándose en los dos casos las señales de voltajes y corriente en la carga, además el voltaje medido con respecto al punto de mas bajo potencial del bus principal.

En la segunda parte se presenta los mismos resultados pero utilizando un método de control digital.

Utilizando los valores calculados en las secciones anteriores de este capítulo y el software PSIM el convertidor de tres niveles CD-CA se muestra en la fig.4.7, donde puede apreciarse el control SPWM, y el tipo de carga resistiva.

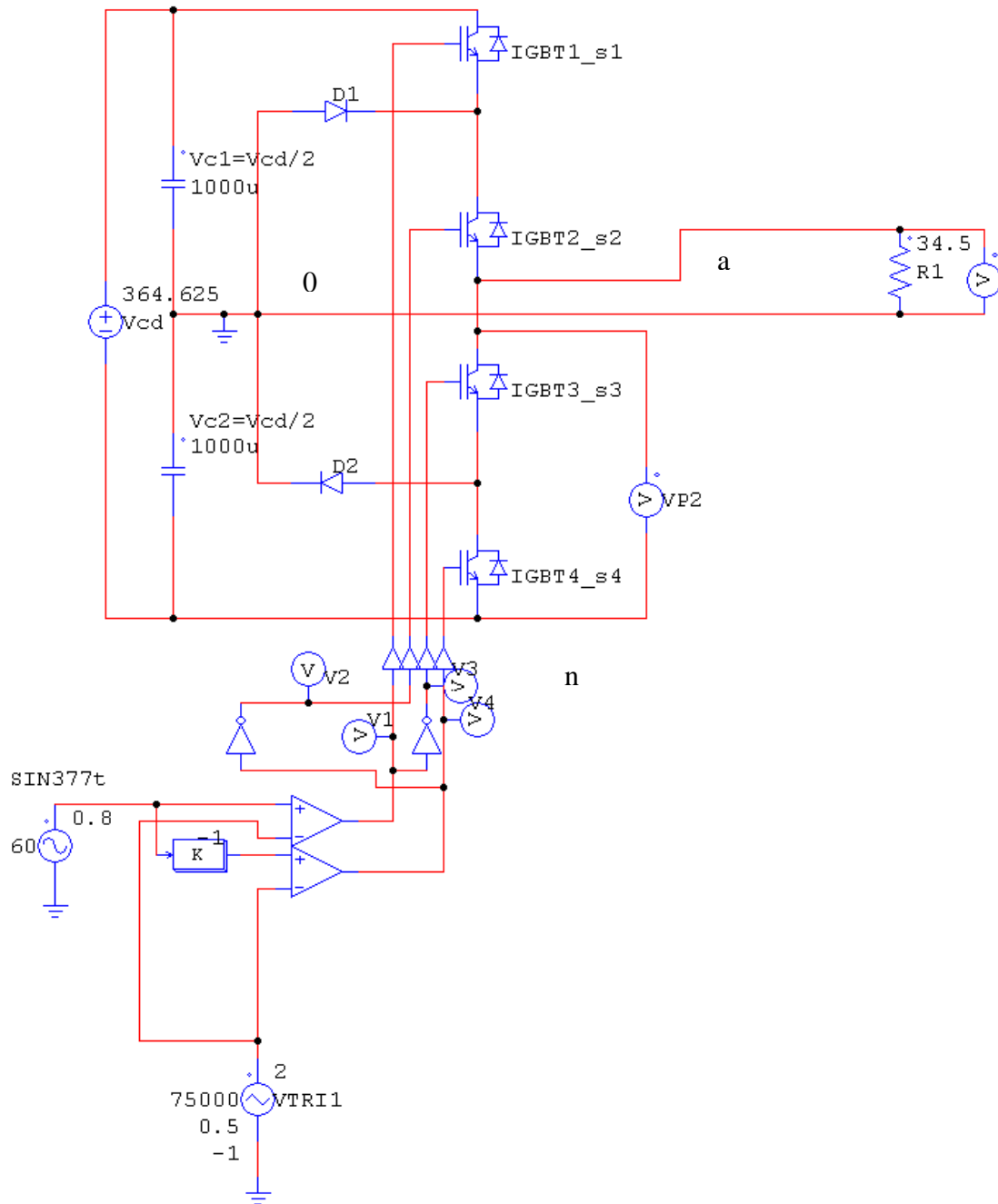


Fig. 4.7. Convertidor multinivel de 3 niveles con diodo anclado al neutro CD-CA.

Se puede apreciar en la fig.4.8 la forma de onda de voltaje y corriente de tres niveles en la carga V_{a0} , I_{a0} , cuando la salida se toma con respecto al neutro y el voltaje medido con respecto a la parte negativa del bus principal V_{an} , este último caso es cuando se considera que el convertidor funciona como un convertidor CD-CD.

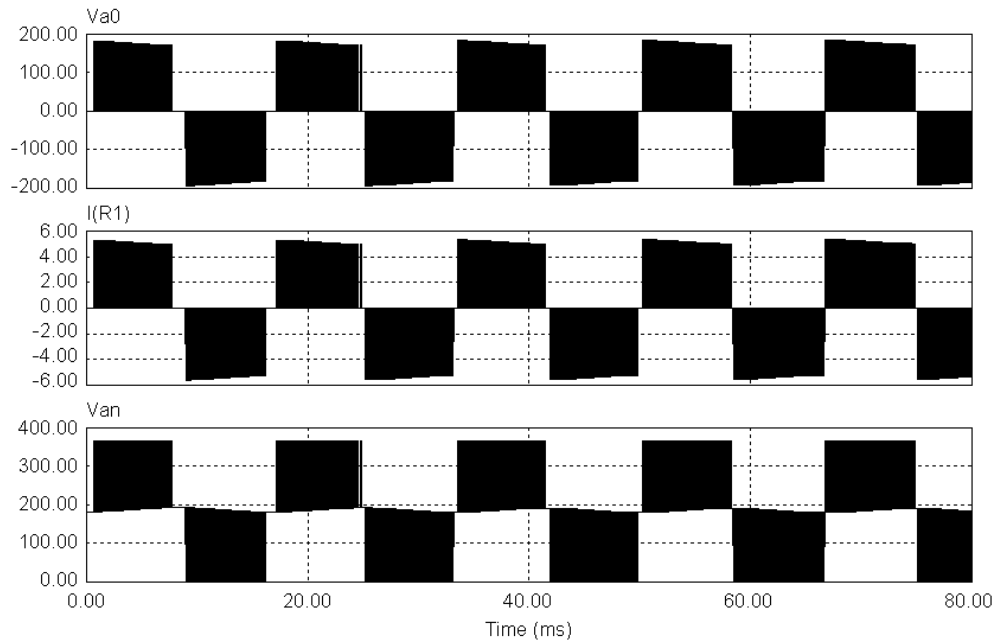


Fig.4.8. Forma de onda de voltaje y corriente de tres niveles en la carga V_{a0} , I_{a0} , además V_{an} .

En la fig.4.9 se aprecia el espectro en frecuencia FFT del voltaje, corriente en la carga, donde claramente se observan armónicas de amplitud pequeña para frecuencias arriba de 60 hertz que es la armónica principal, y otras de mayor amplitud más de 50 volts, para frecuencias entre 20 y 30 khz muy alejada de la principal que deberán ser eliminadas con el filtro.

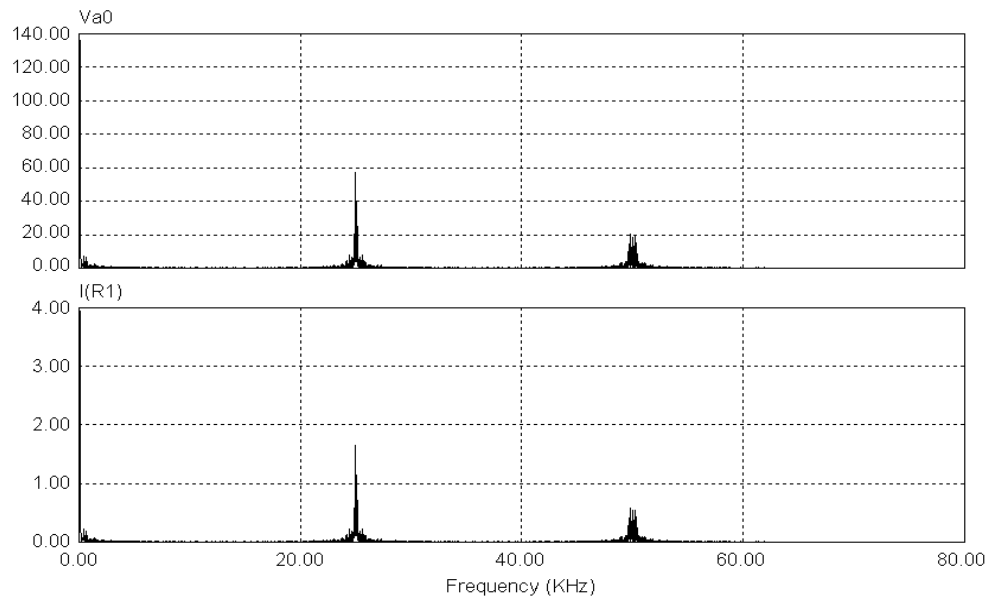


Fig.4.9. Espectro en frecuencia FFT de voltaje y corriente en la carga.

En la gráfica de la fig.4.10 se muestra la señal moduladora senoidal y la portadora triangular para un índice de modulación de 0.8.

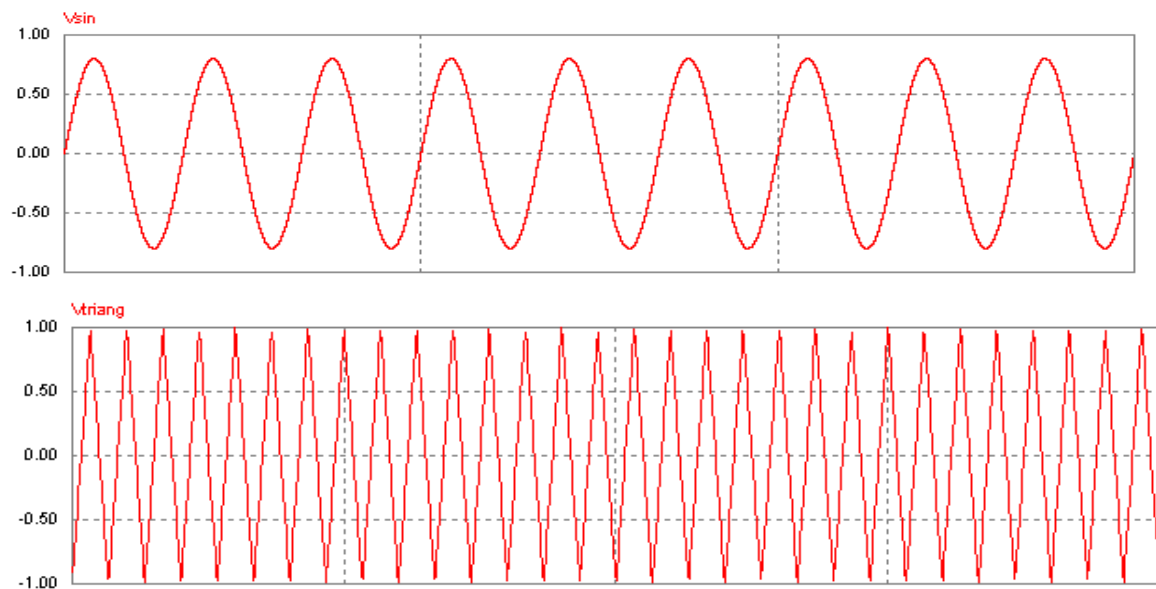


Fig.4.10. Moduladora y portadora para el control spwm.

La gráfica de la fig.4.11. muestra la secuencia de los pulsos para la conmutación de los transistores de potencia del convertidor, también pueden observarse en esta gráfica los pares complementarios s1, s3 y s2,s4.

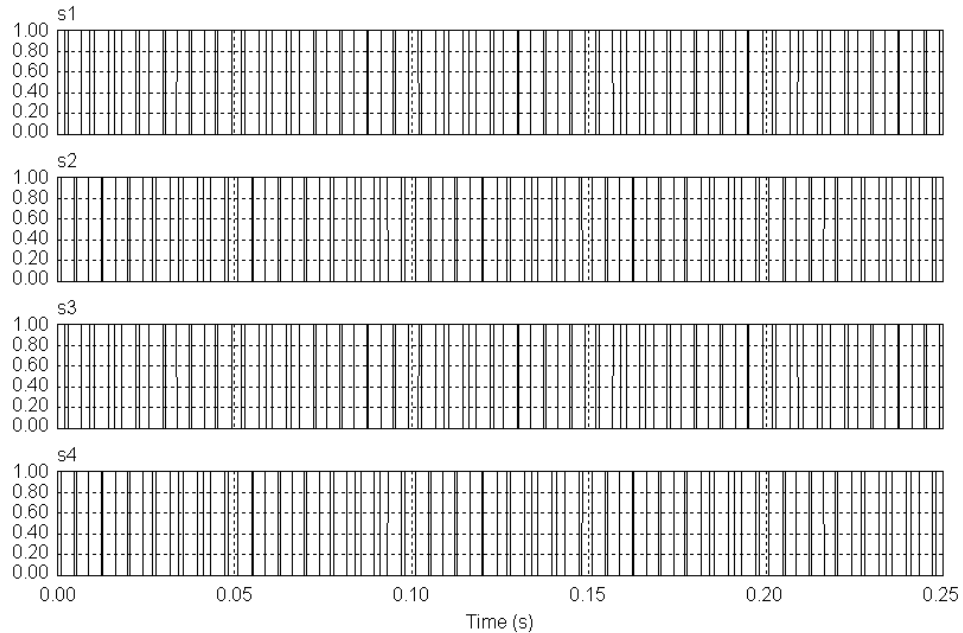


Fig.4.11. Secuencia de pulsos generados por el control spwm.

Cuando se agrega al convertidor el filtro pasabajas el circuito se modifica como se muestra en la siguiente fig.4.12., mostrándose en la gráfica de la fig.4.13 la forma de onda de la armónica principal que energiza la carga, tanto de tensión como de corriente además se puede observar que están en fase.

En la fig.4.14 se puede apreciar el espectro FFT de señal filtrada además se puede apreciar la señal esta centrada en 60 hertz y limpia de armónicas.

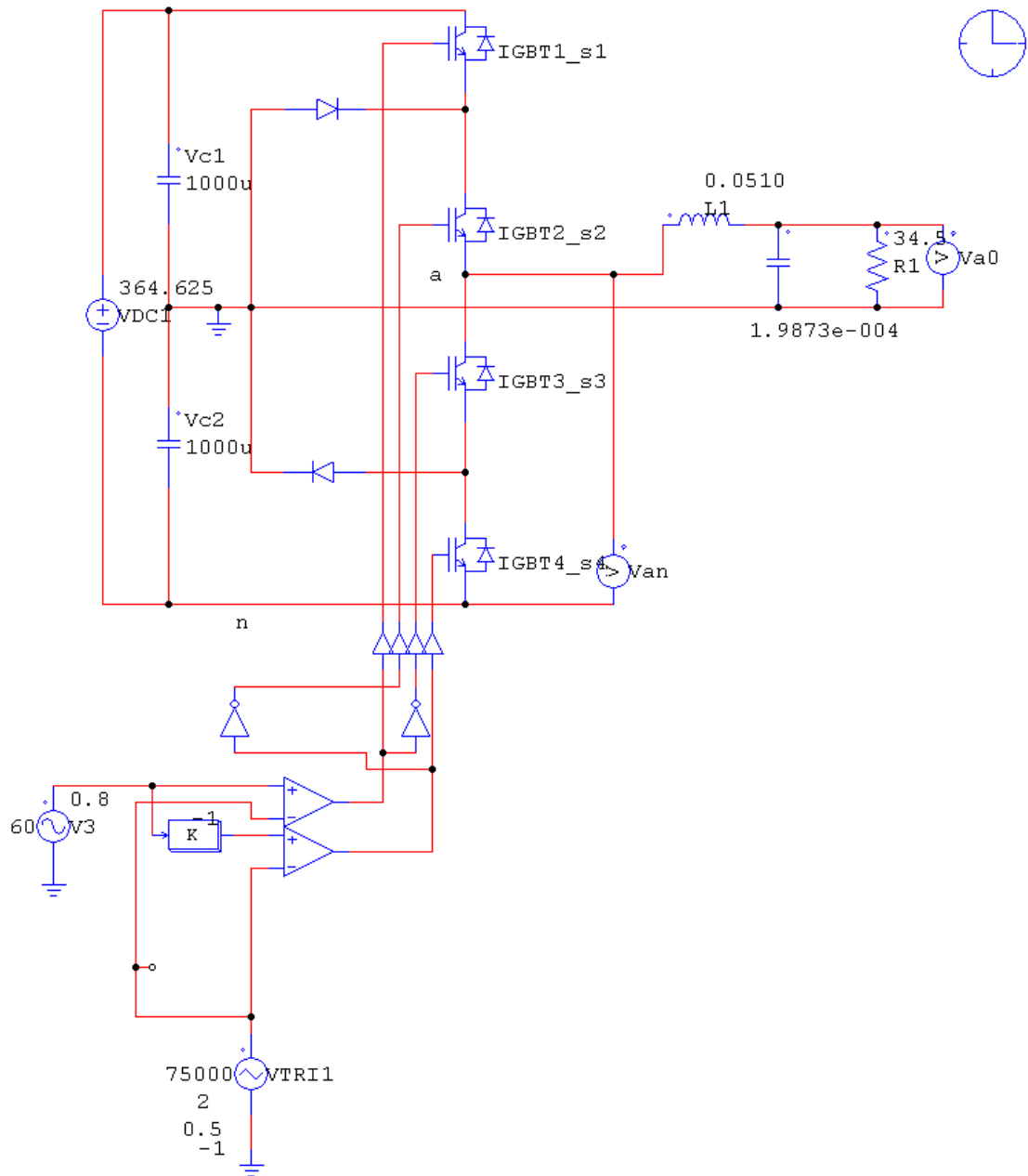


Fig. 4.12. Convertidor multinivel con filtro pasabaja.

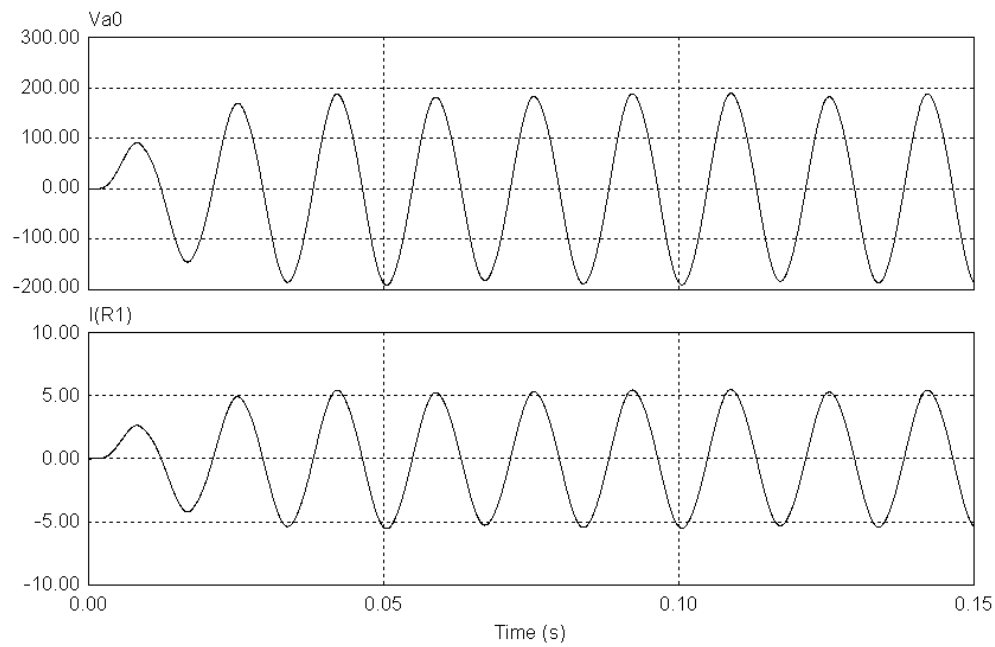


Fig.4.13 Voltaje y corriente en la carga.

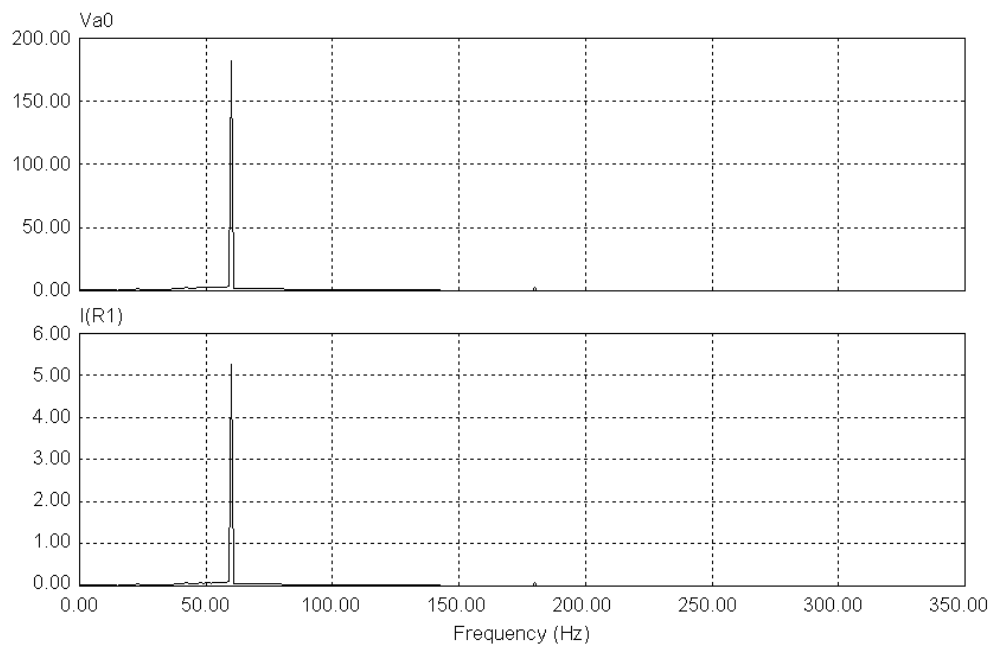


Fig.4.14 Espectro FFT de voltaje y corriente en la carga.

4.13 Circuito convertidor CD-CA usando control digital y carga resistiva.

Los tiempos para generar la frecuencia de la señal de voltaje y corriente de salida, pueden generarse utilizando multivibradores monoestable no reactivable, tal como se muestra en la fig.4.15. los cuales son disparados por la misma portadora para luego sumar los pulsos que activan los transistores de potencia.

La gráfica de la fig.4.16. muestra los voltajes y corriente de salida medidos en la carga, así como el voltaje medido con respecto a n del bus principal de CD.

La gráfica de la fig.4.17 muestra el espectro FFT del voltaje y corriente en la carga V_{a0} , I_{a0} y podemos apreciar armónicas cerca de la frecuencia fundamental y las de mayor valor arriba de 20 khz, que deberán ser eliminadas cuando se conecte el filtro.

Inversor multinivel con control digital, carga resistiva R=34.5 ohms

TIME STEP=6.6666E-007 TOTAL TIME = 1 PRINT TIME = 0 PRINT STEP =12

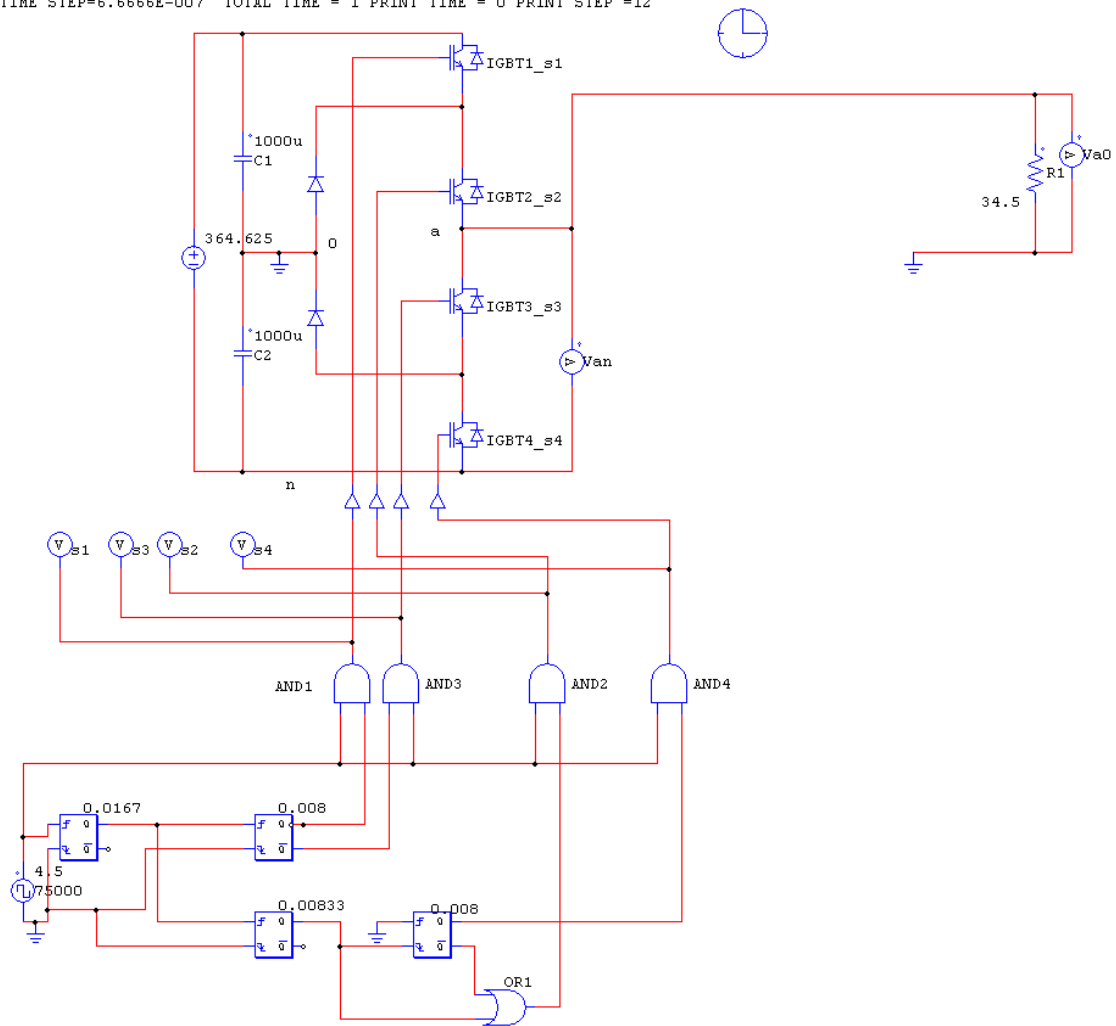


Fig.4.15. Circuito convertidor CD-CA usando control digital y carga resistiva.

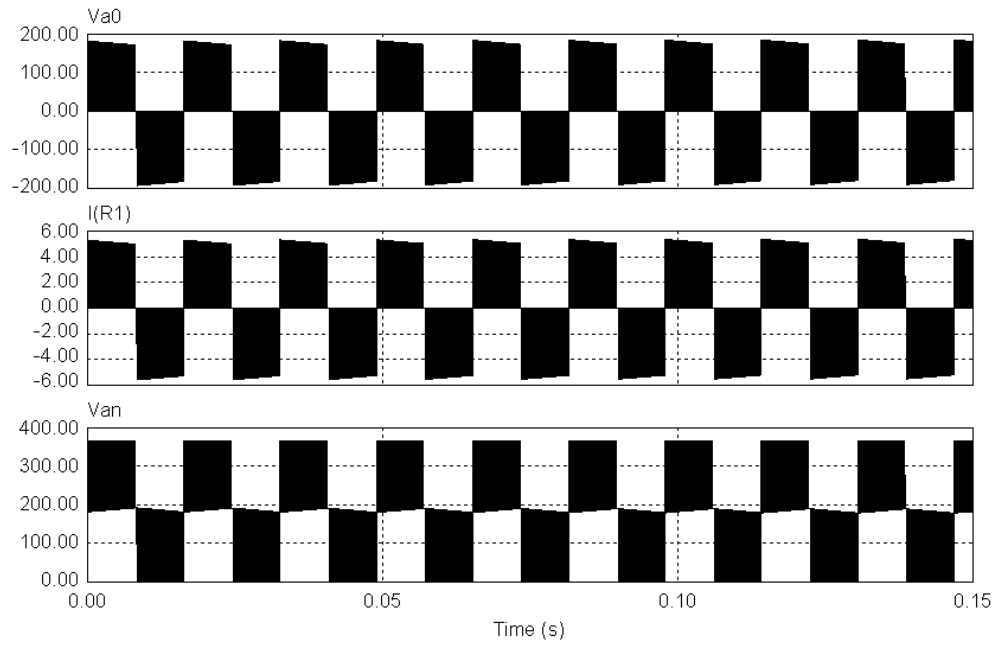


Fig.4.16.Voltajes y corriente de salida medidos en la carga, y el voltaje medido con respecto a n del bus principal de CD.

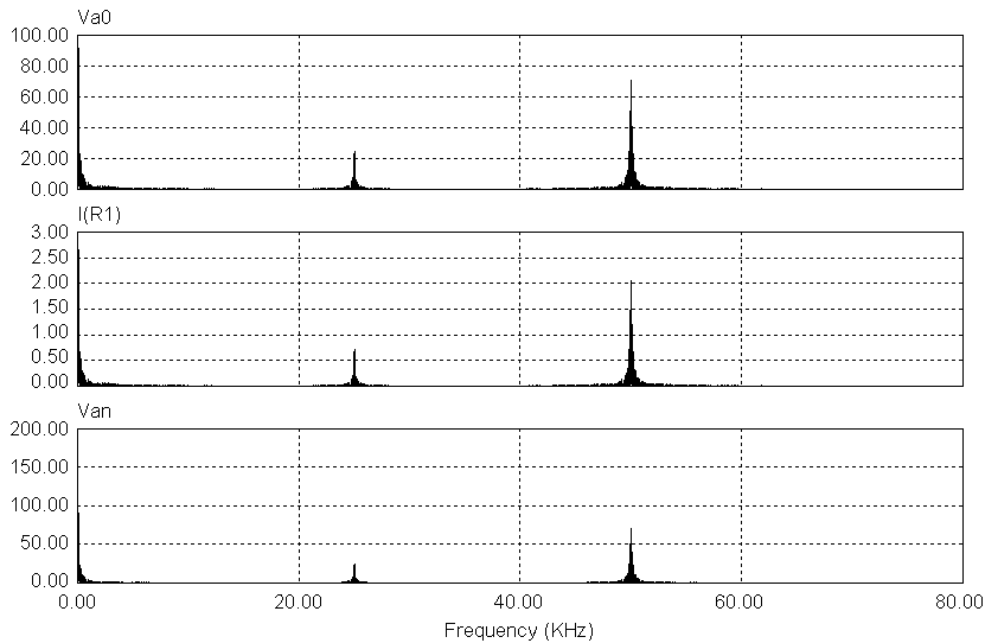


Fig.4.17.Espectro FFT de los voltajes y corriente en la carga.

Cuando se conecta el filtro pasabajas calculado con anterioridad el convertidor queda de la manera siguiente fig.4.18.

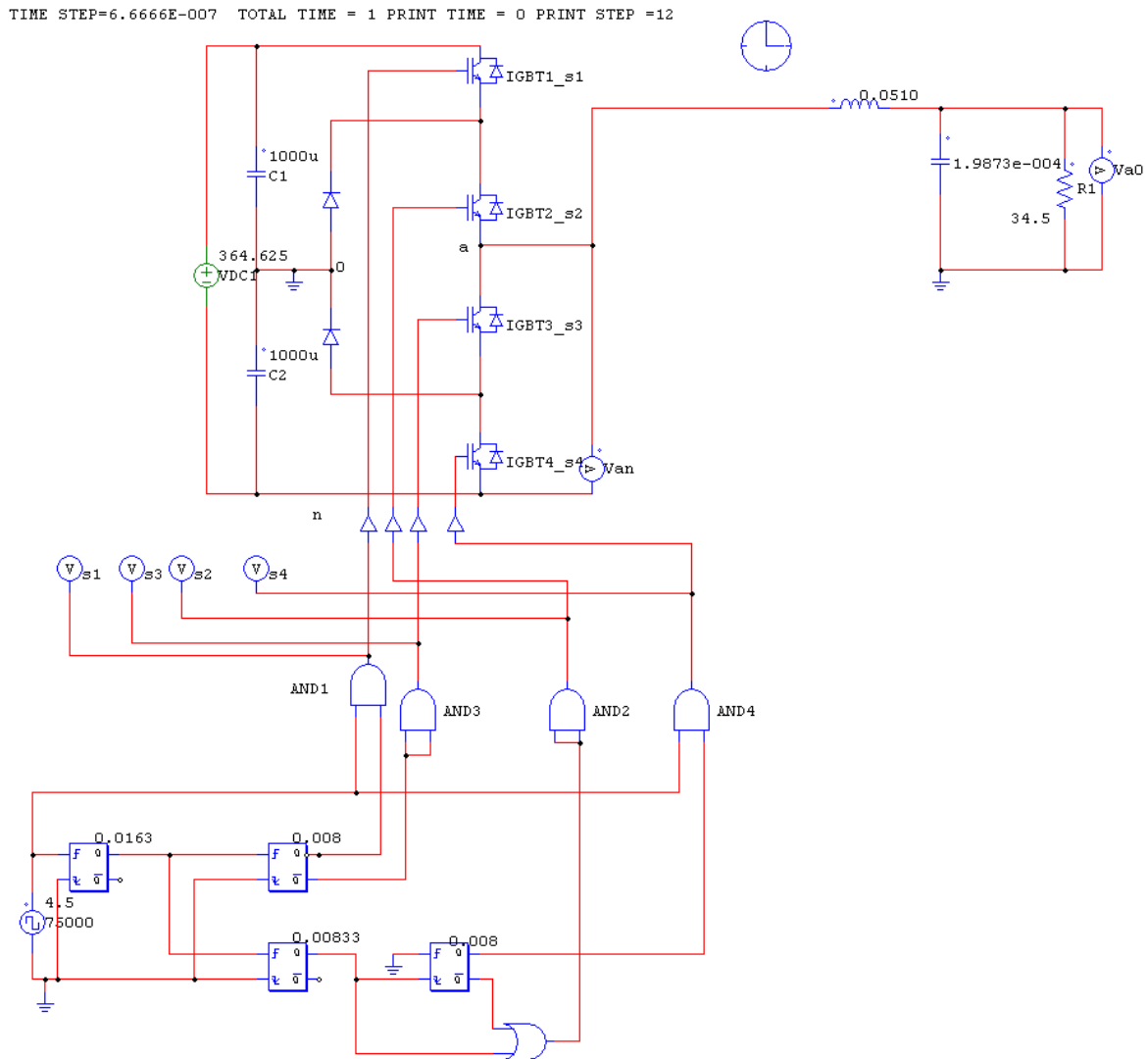


Fig.4.18 Convertidor multinivel con control digital y filtro Pasabajas.

Las gráficas de la fig.4.19 muestra las formas de onda de las señales medidas en la carga y puede observarse que son senoidales con una frecuencia de 60 hertz, también se puede observar el espectro FFT en la fig. 4.20. el cual esta centrado en 60 hertz siendo esta la armónica principal.

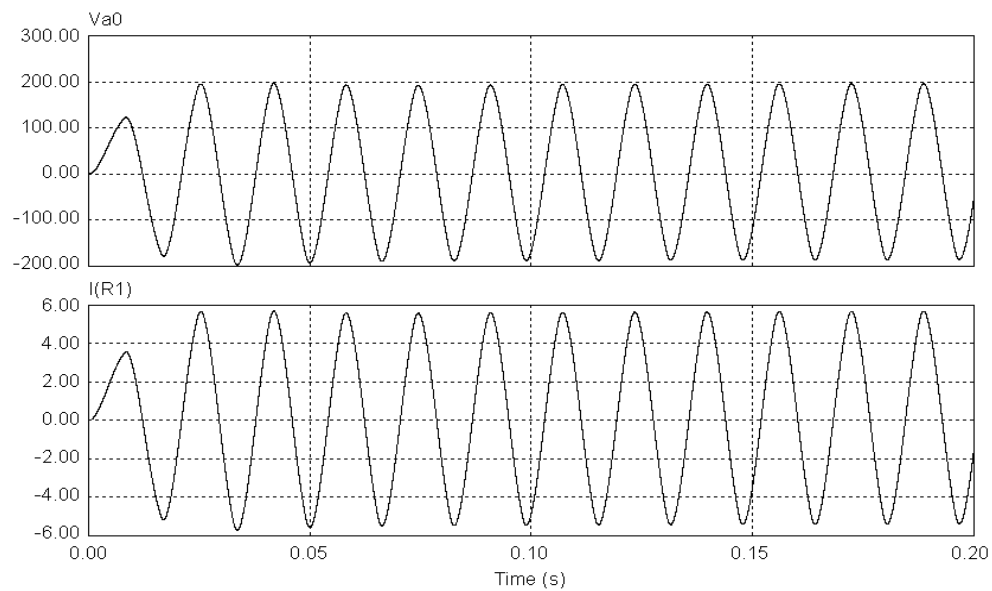


Fig.4.19 Muestra las formas de onda de las señales medidas en la carga.

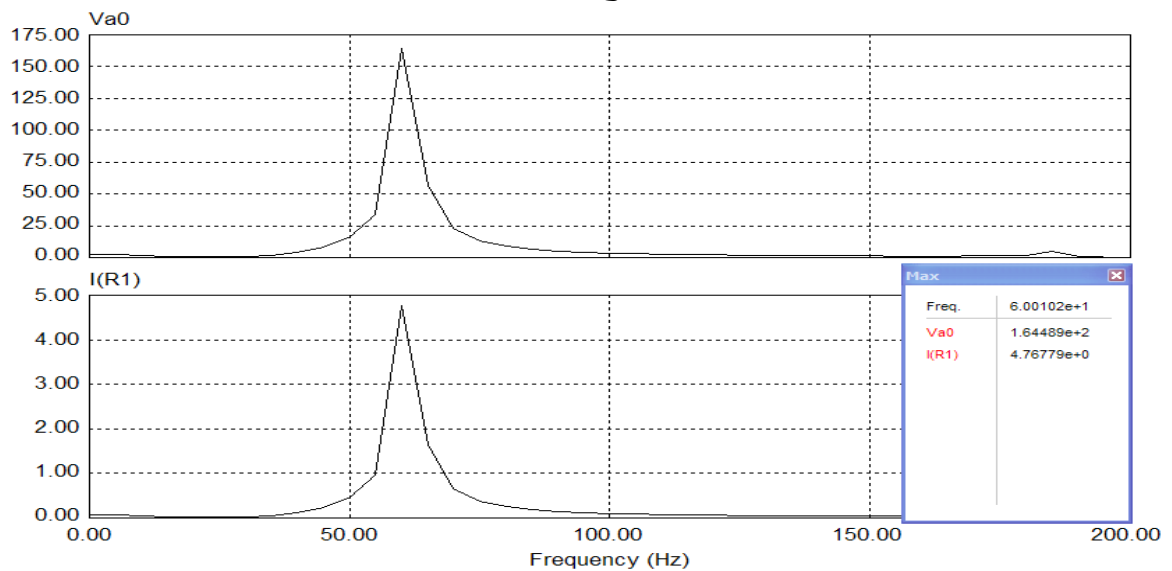


Fig. 4.20. Espectro FFT del voltaje y la corriente en la carga.

Comparando las gráficas con la sección anterior se concluye que son similares y que el control digital funciona adecuadamente.