

ELECTRONICA DE POTENCIA

IMPLEMENTACION DE PWM MONOFASICOS

Angel Vernavá
Roberto Gibbons
Antonio Nachez
Marcelo Arias
Armando Novello

A-4.32.2 - Electrónica IV
E-4.30.2-Electrónica II



IMPLEMENTACION DE PWM MONOFASICOS

INDICE

INTRODUCCION.....	1
1 – CIRCUITOS DE CONTROL	2
2 – PULSO UNICO	3
3 – PULSO MULTIPLE – REFERENCIA CONSTANTE	4
4 – PULSO MULTIPLE – REFERENCIA SENOIDAL	11
5 – PULSO MULTIPLE – REFERENCIA SENOIDAL MODIFICADA	14
6 – PARAMETROS DE EFICIENCIA.....	15

IMPLEMENTACION DE PWM MONOFASICOS

INTRODUCCION

La Modulación por Ancho de Pulso (PWM) es un sistema de control para los inversores con el cual se obtiene una onda de salida de notables características y elevada prestación, con reducido contenido armónico y según sea la aplicación se puede optar por una salida de parámetros fijos o variables:

- Variación de la tensión de salida.
- Variación de la frecuencia.
- Variación a relación constante Tensión – Frecuencia.

Es decir, se pretende que la tensión de salida presente grandes ventajas respecto a una onda cuadrada con o sin decalaje, especialmente cuando se requiere salida variable (veremos que existen importantes aplicaciones).

El circuito de potencia es el puente, en este caso monofásico, normalmente implementado con transistores MOS o IGBT, debido a que en general trabaja con una frecuencia de conmutación del orden de los 15 KHz. Según la aplicación, en PWM se lo utiliza entre 1KHz y 40 KHz y de hecho los elementos operan en conmutación.

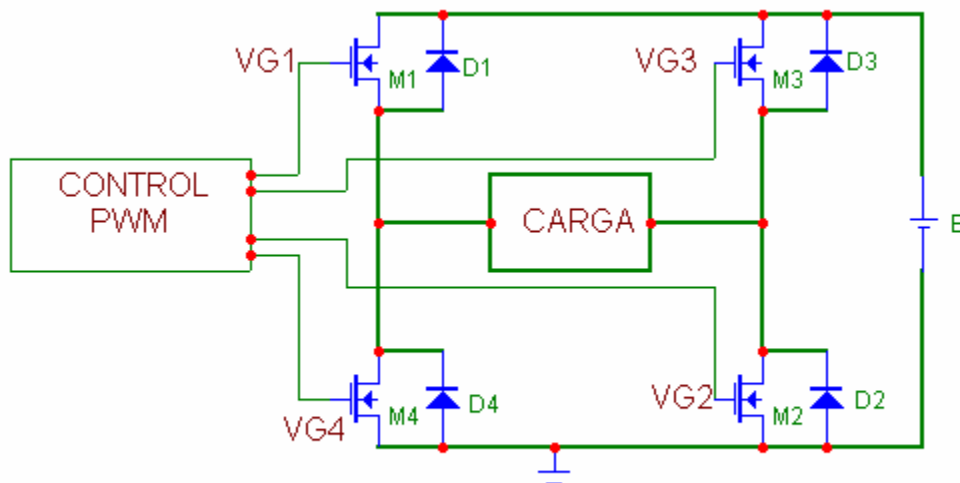


Fig.N°1: Puente Inversor Monofásico con circuito de control PWM

La fig.1 muestra el circuito puente con transistores MOS, su forma de operar es conduciendo todos los pulsos de conmutación de un semiperíodo a través de una diagonal: M1 y M2, manteniendo M3 y M4 cortados. En el siguiente semiperíodo se invierte la operación, M1 y M2 permanecen cortados mientras M3 y M4 conducen todos los pulsos de este semiperíodo.

De esta forma, quedan distribuidos en un cierto orden, los pulsos y los tiempos muertos intercalados durante cada semiperíodo.

1 – CIRCUITOS DE CONTROL

Existen Diferentes modos de operación PWM, que se pueden agrupar de la siguiente manera:

- Pulso único (con referencia lineal constante o referencia senoidal)
- Pulsos Múltiples idénticos (con referencia lineal constante)
- Pulsos Múltiples no idénticos: a) con Referencia Senoidal
b) con Referencia Senoidal Modificada.
c) con Control Vectorial (en trifásica)

En todos los casos la finalidad es obtener una tensión de salida acorde a la aplicación, dentro de las cuales, en monofásicas tenemos: fuentes conmutadas; UPS; usos domésticos; control de máquinas de alterna (sin condensador), etc.

Salvo el tipo de control **vectorial** que se basa en la generación de un vector giratorio representativo de un sistema trifásico, utilizando un microprocesador dedicado a este fin, los restantes son controles del tipo **escalar** y pueden implementarse también mediante microprocesadores específicos, o bien generando una señal de referencia, lineal o senoidal, que se compara con una señal portadora triangular como se ve en la fig.2 para el puente monofásico de la fig.1.

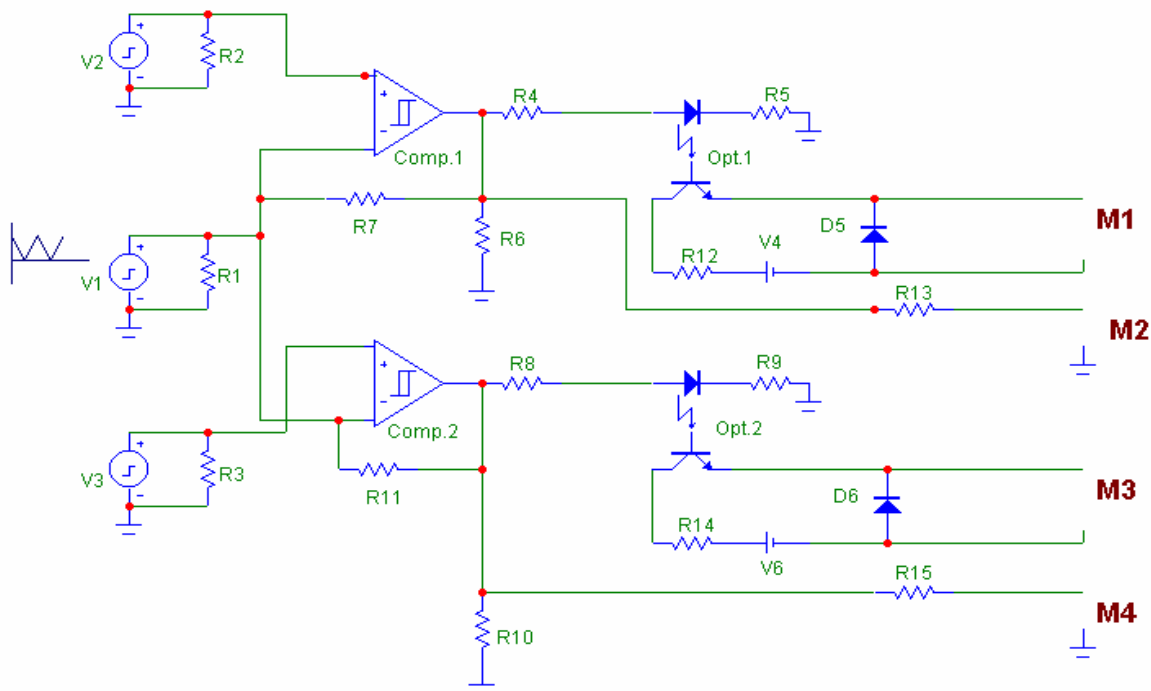


Fig.Nº 2: Esquema de un circuito básico de control PWM monofásico.

La portadora triangular se genera en la fuente V1 y las referencias en las fuentes V2 y V3. Como se trata de un circuito monofásico, V2 genera el semiperíodo positivo de la referencia, mientras que V3 genera el negativo.

El comparador 1 durante el semiperíodo positivo, produce una señal de salida positiva cuando la referencia V2 es mayor que la portadora y nivel cero cuando la referencia es menor que la portadora. Igualmente el comparador 2 durante el semiperíodo negativo.

La salida del comparador 1 se aplica a los gates de los transistores M1 y M2 al mismo tiempo. De igual manera la salida del comparador 2 sobre M3 y M4

Como en la mayoría de los inversores, para aislar el circuito de control de la tensión de fuente que alimenta al circuito de potencia y para no cortocircuitar al puente, es necesario aislar la señal que llega a los transistores superiores M1 y M3, lo cual se hace en este caso con los dos optoacopladores.

Los transistores inferiores M2 y M4 no requieren aislamiento ya que se conectan al punto común de tierra.

El circuito de control se puede implementar de otras formas, por ejemplo con un solo generador de referencia y circuitos inhibidores para producir los dos semiperíodos, etc.

- actualmente (salvo para casos específicos) se utilizan circuitos integrados que satisfacen ampliamente las exigencias de las distintas aplicaciones y que contienen no solo las partes mostradas en la fig.2, sino además circuitos complementarios para un funcionamiento seguro, incluyendo temporizadores que impiden la conducción simultánea de los dos elementos de una misma rama del puente, etc.
- Así para las fuentes conmutadas existen los C.I. de pulsos múltiples idénticos, que trabajan a frecuencia constante, con tensión de salida variable a elección y una vez fijada ésta, se mantiene constante ante variaciones de la carga, debido a que cuenta con realimentación de tensión y de la corriente de carga y conforme a estas, varía el ancho de los pulsos, es decir regula el **duty cycle** sin variar la frecuencia. (Se puede mencionar entre otros el **TL 494** utilizado en los T. P. de fuentes conmutadas en Electrónica de Potencia)
- Para el control de pulsos múltiples de referencia senoidal monofásicos se pueden citar entre otros, los microcontroladores PIC 16F873 complementados con los drivers monofásicos de la serie I.R. 2110, que satisfacen totalmente estas necesidades.

2 – PULSO UNICO

Usaremos este modo de pulso único, solo para explicar el funcionamiento del circuito y definir los parámetros que se utilizan en todos los inversores PWM, ya que su prestación es similar al inversor de onda cuadrada con decalaje.

f_o: es la frecuencia de la referencia y por tanto es la frecuencia de la tensión de salida,
f_o = 1/T siendo **T** el período de dicha tensión.

f_p: es la frecuencia de la portadora triangular y por tanto la frecuencia de conmutación del puente.

f_p = 1/T_p siendo **T_p** el período de dicha portadora.

p: es el número de pulsos (o ciclos) de la portadora en cada semiperíodo de la referencia y por tanto **2p** es la cantidad de pulsos en un período completo de la referencia.

p = $\frac{1}{2} \frac{f_p}{f_o} = \frac{mf}{2}$ siendo **mf = $\frac{f_p}{f_o} = 2p$** el índice de modulación de frecuencia

M = $\frac{A_r}{A_p} <= 1$ es el índice de modulación de amplitud, donde **A_r** es la amplitud

(valor pico) de la referencia y **A_p** la amplitud de la portadora.

M puede variar entre 0 y 1; cuando vale 0 significa que A_r es 0 y en consecuencia la tensión de salida será 0. Cuando vale 1, la amplitud de las dos ondas son iguales y por tanto la salida será una onda cuadrada, sin tiempo muerto.

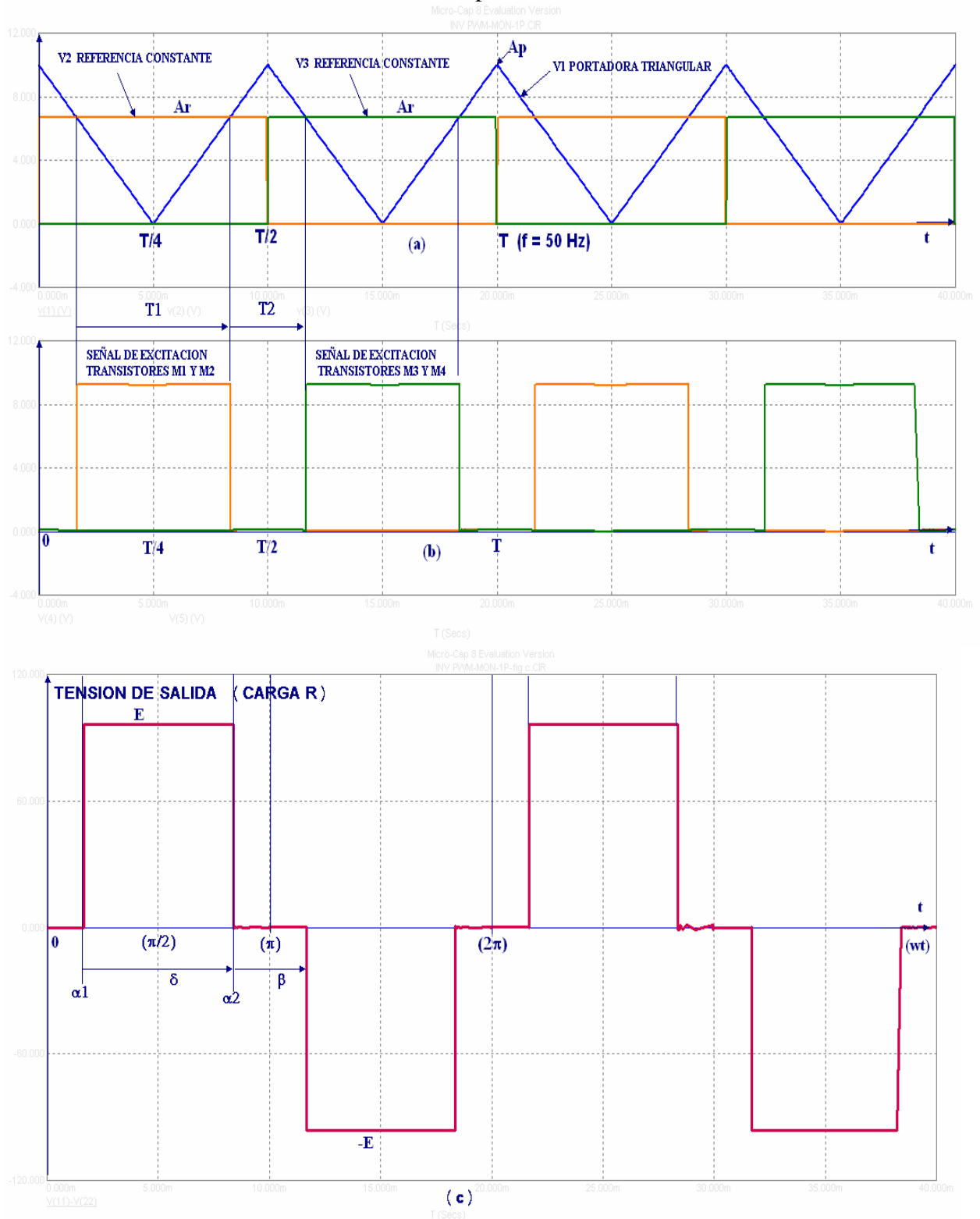


Fig.Nº 3: Señales del control PWM de pulso único y tensión de salida para $M=0.7$

De esta manera, el valor eficaz de la tensión de salida se varía desde cero hasta el valor máximo E en forma proporcional con la amplitud A_r de la referencia.

La frecuencia se puede variar con el período T de la referencia y en este caso el circuito de control se programa para mantener constante la cantidad de pulsos de la onda triangular por cada semiperíodo, logrando así siempre una onda de salida simétrica.

La fig.3 muestra las ondas obtenidas en base al circuito de control mostrado en fig.2, para un índice de modulación $M = A_r/A_p = 0,7$.

- La portadora triangular tiene un ciclo completo por cada semiperíodo de la referencia, para producir un pulso centrado en $T/4$, aquí resulta $mf = fp/fo = 2$ y $p = mf/2 = 1$
- La referencia es una tensión constante, de igual valor en los dos semiperíodos.
- Cuando el valor de la referencia supera a la triangular, se obtiene una señal positiva en cada semiperíodo, centrada en $T/4$ y $3T/4$ respectivamente.
- Las señales del primer semiperíodo se aplican sobre los transistores M1 y M2 y las del segundo sobre M3 y M4. Es decir que en cada diagonal del puente, los dos transistores conducen y se cortan juntos.

Esta es la diferencia de funcionamiento con respecto al inversor decalado, donde uno de los dos transistores de cada diagonal queda conduciendo.

De hecho, el análisis de la tensión de salida es idéntico al realizado con el inversor puente de tensión variable (decalado) (item 3-2-1) y por tanto se aplica tal cual, para cada valor de M adoptado.

El valor eficaz de dicha tensión es:

$$V = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E^2 dwt} = E \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (1)$$

Siendo δ el tiempo que dura el pulso único en cada semiciclo y β el tiempo muerto.

La tensión de salida, expresada en serie de Fourier es:

$$V(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \text{Cos}(n.\beta/2) . \text{Sen}(n.wt) \quad (2)$$

El valor eficaz de la fundamental es:

$$V_1 = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}} . \text{Cos} \frac{\beta}{2} = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}} . \text{Sen} \frac{\delta}{2} \quad (3)$$

Como se ve, al igual que en el inversor decalado, el valor eficaz V de la tensión de salida, el de la fundamental V_1 , y el de todas las armónicas presentes dependen del valor de β , el que a su vez es función del índice de modulación de amplitud M

Para $\beta = 0$ ($\delta = 1$) se obtiene el máximo valor eficaz $V_1 = 0,90 E$ y $V_{\text{pico}} = 1,273 E$

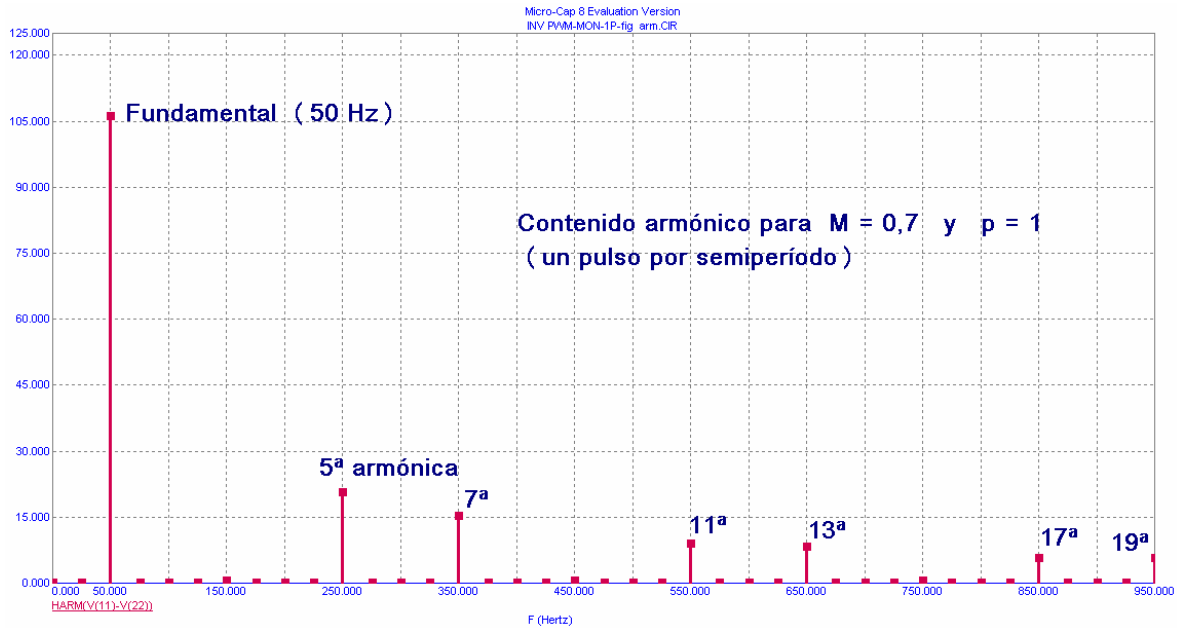


Fig. N° 4: Contenido armónico de la tensión de salida mostrada en fig.3

Para este inversor de un solo pulso por semiperíodo ($p = 1$), operando con un índice de modulación de amplitud $M = A_r / A_p = 0,7$ la composición armónica de la tensión de salida mostrada en fig.3, es la que se ve en fig.4, y es precisamente coincidente con el inversor decalado con $\beta = 60^\circ$.

Nótese que para este valor de M , la 3ª armónica y sus múltiplos no existen

De hecho, al variar el valor de M , cambiará el valor de la fundamental y también su contenido armónico, es decir para cada valor de M habrá un valor diferente de la fundamental y un contenido armónico distinto.

En la fig.5 se muestran las ondas correspondientes a una modulación de amplitud $M = 0,25$.

Aquí el tiempo de conducción δ de los transistores es muy pequeño frente al tiempo de no conducción y por tanto el valor eficaz de la fundamental también será pequeño.

El contenido armónico será distinto al anterior el cual se ve en la fig.6, donde se nota que han aparecido la 3ª armónica y sus múltiplos.

El valor máximo y consecuentemente el valor eficaz de cada armónica respecto de la fundamental puede obtenerse directamente de estas figuras o bien se calculan mediante la serie de Fourier, como se hizo anteriormente.

Dado que la tensión de salida, como la fundamental y sus armónicos tienen un valor eficaz diferente para cada valor de M , normalmente solo interesa calcular dichos valores para un punto determinado de M , mientras que la variación de estos valores en función de M se obtienen mediante un gráfico (similar al realizado en inversor decalado) que se muestra en la fig.14 junto con el Factor de Distorsión FD.

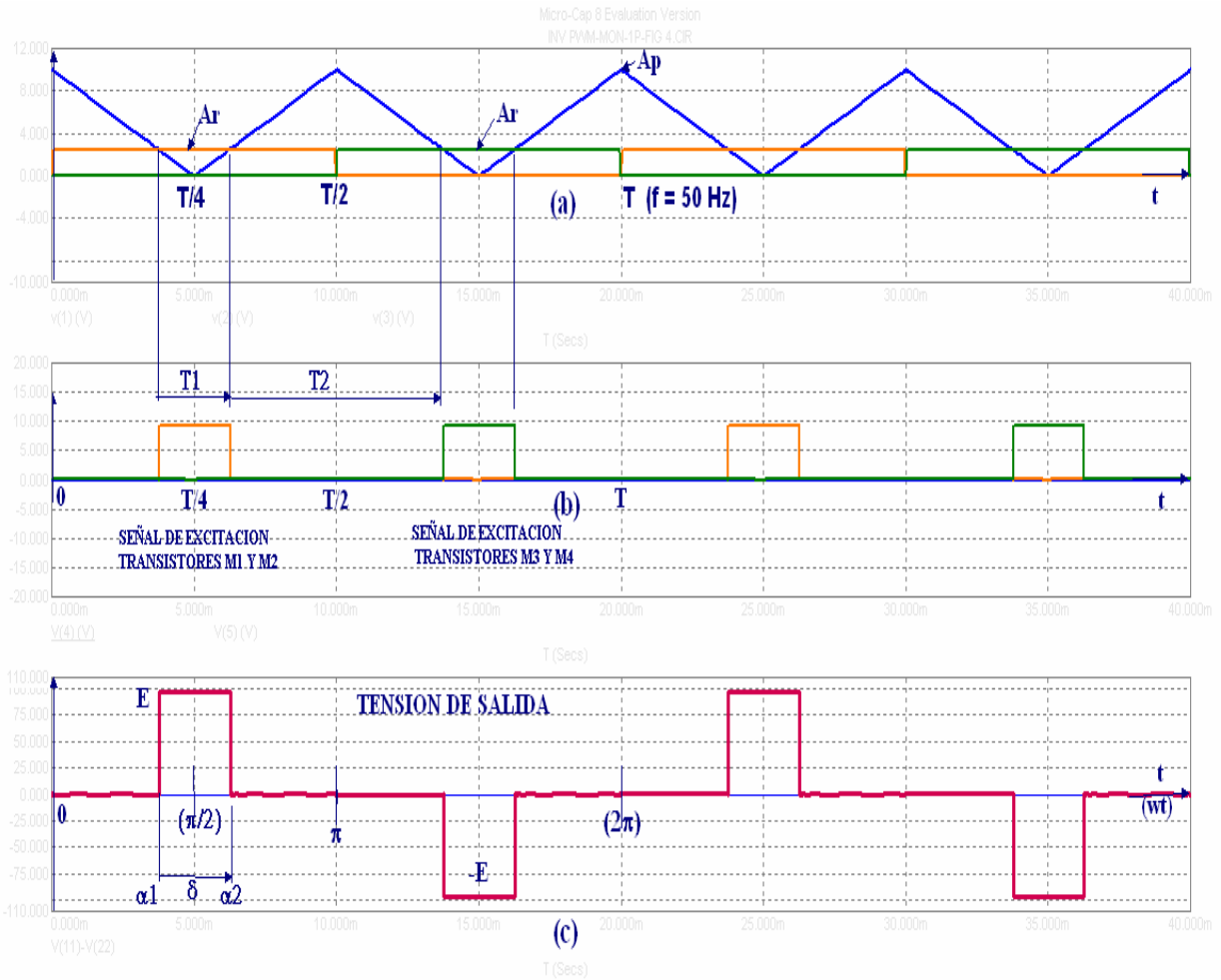


Fig. N° 5: Ondas similares a las de fig.3, con $M = 0.25$

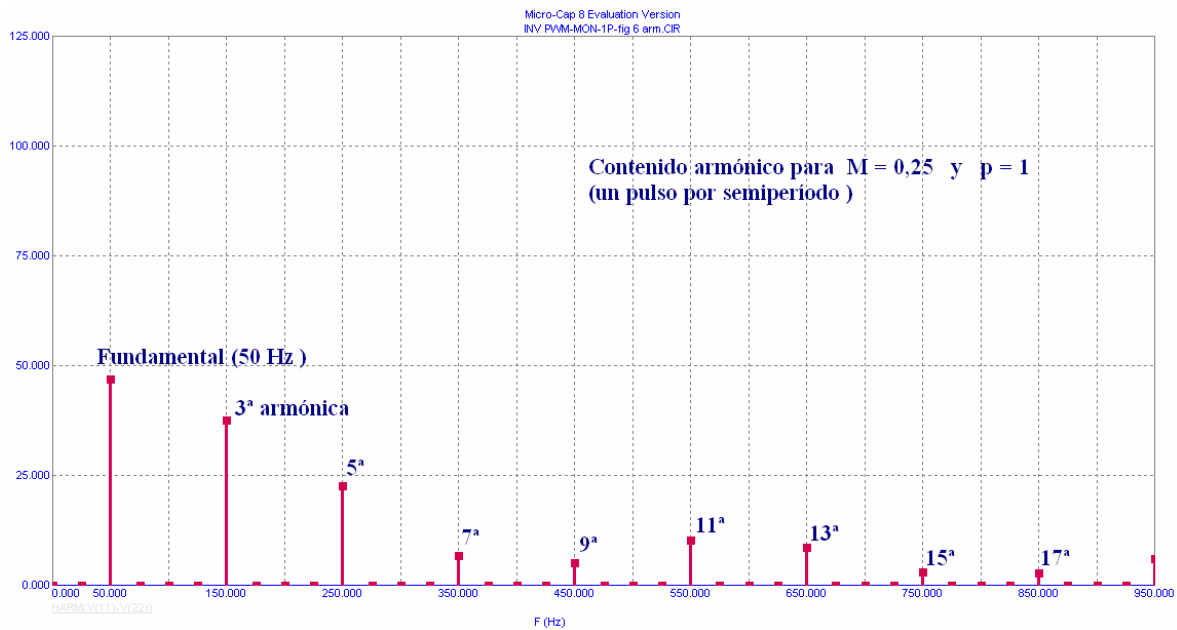


Fig. N° 6: Distribución armónica de la tensión de salida de fig.5.

- La forma de onda de la tensión de salida para cargas RL, no presenta inconvenientes si la corriente de carga se mantiene en conducción sin anularse en cada semiperíodo, pero puede presentar ciertas asimetrías, cuando dicha corriente no se mantiene en conducción, es decir que se corta en cada semiperíodo como se ve en fig.7.*

En este caso la tensión de salida resulta simétrica respecto π pero no respecto a $\pi / 2$. (este inconveniente no se presenta en el inversor decalado)

Dicha asimetría, producida por corriente interrumpida, se explica fácilmente con la fig.7, observando los tiempos de conducción de los elementos del puente:

Durante el tiempo T1, conducen M1 y M2 y la tensión es +E.

Durante el tiempo T2, conducen los diodos D3 y D4 y los cuatro transistores están cortados, lo cual hace que la tensión de salida quede al potencial -E.

Durante el tiempo T3, la corriente es nula, transistores y diodos están abiertos y por tanto la tensión es cero.

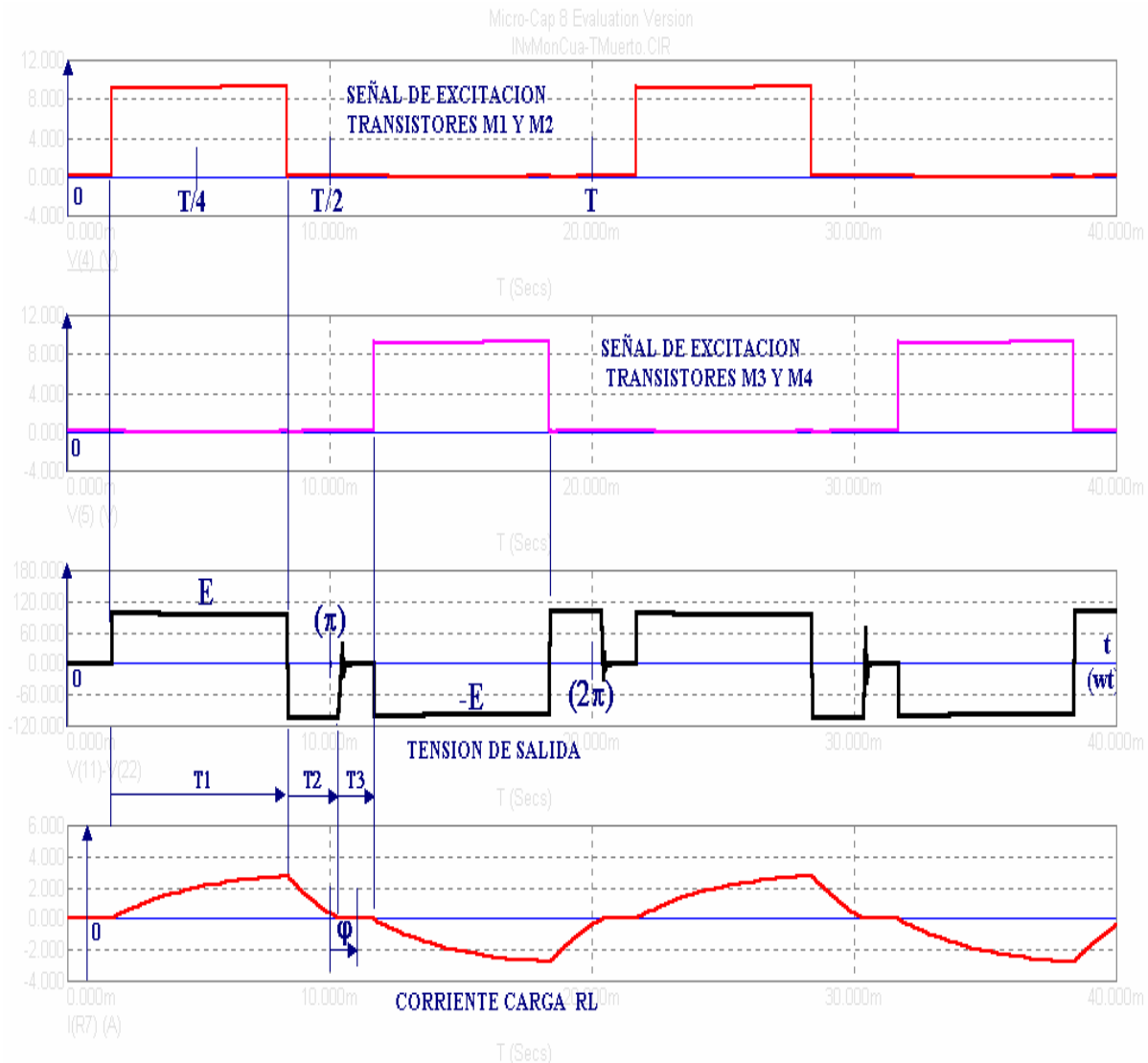


Fig. N° 7: Tensión y corriente de salida con carga RL (corriente interrumpida).

Para evitar este inconveniente se puede implementar este control de pulso único para que trabaje con excitación de los transistores de cada diagonal en forma decalada, se lo llama *por desplazamiento de fase*, opera exactamente como el inversor decalado ya visto.

De todas maneras, el contenido armónico es relativamente elevado y por tanto, salvo algunas aplicaciones, no se justifica emplear un control PWM de un solo pulso.

3 – PULSO MULTIPLE – REFERENCIA CONSTANTE

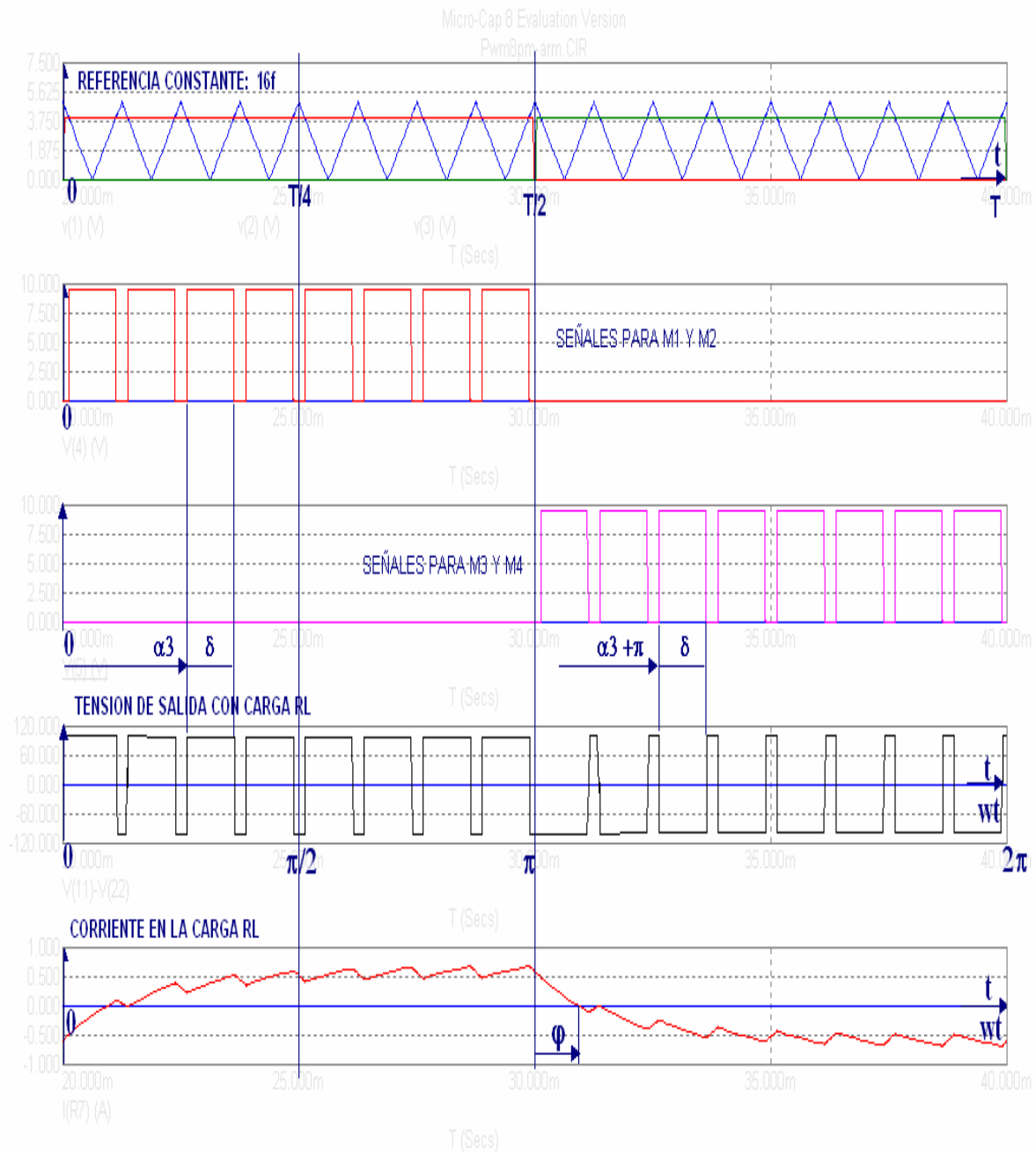


Fig.Nº 8: Ondas para 8 pulsos idénticos por semiperíodo, con carga RL y M = 0,7

Lo correcto es implementar el circuito con la mayor cantidad posible de pulsos, acorde a la aplicación y elementos de potencia utilizados, por ejemplo 100 pulsos de la portadora triangular por cada semiperíodo de la referencia, de esta manera para una carga RL la corriente no tiene suficiente tiempo entre pulso y pulso para llegar a anularse.

En la fig.8, la cantidad de pulsos de la onda de salida es de 8 por semiperíodo, obtenidos con una referencia constante (y 8 pulsos de la triangular por semiperíodo) y puede observarse que la tensión de salida resulta simétrica respecto a π y $\pi/2$, con una carga RL similar a la del caso anterior.

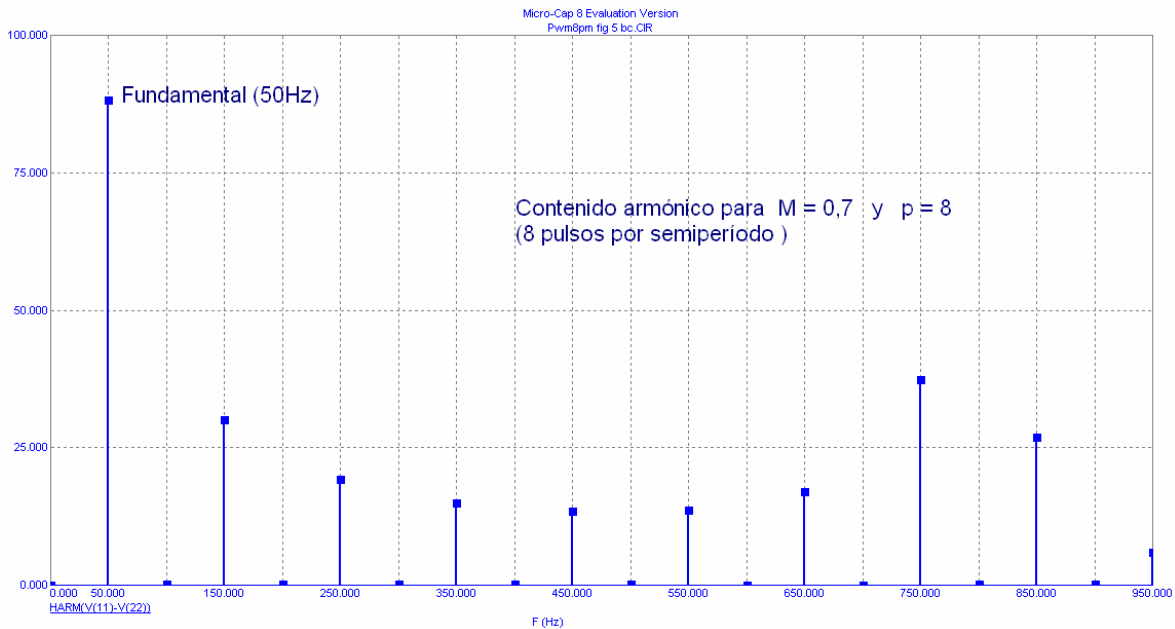


Fig.Nº 9: Distribución armónica de la tensión de salida de fig.8

No obstante el contenido armónico sigue siendo elevado como se aprecia en la fig.9.

Aún para una cantidad de pulsos elevadas, el contenido armónico no mejora mucho cuando la referencia es una tensión constante.

El valor eficaz total de la onda de salida se calcula teniendo en cuenta que un pulso (p) de ancho δ del semiciclo positivo y ubicado a αm del origen, tiene un par idéntico, (simétrico) ubicado en el semiciclo negativo.

Entonces para un par de pulsos simétricos, podemos escribir:

$$V_{\delta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha m}^{\alpha m + \delta} E^2 d(\omega t)} = E \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (\text{valor eficaz de un solo par de pulsos}) \quad (4)$$

Como en este tipo de control todos los pulsos son idénticos, el valor eficaz total de la onda de salida resulta:

$$V = \sqrt{p \cdot (V_{\delta})^2} = E \sqrt{\frac{p \cdot \delta}{\pi}} \quad (5)$$

Dado que la onda de salida presenta simetría de media onda, la expresión de la serie de Fourier para dicha onda es:

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \cdot \text{Sen}(n\omega t) \quad (6)$$

El coeficiente de Fourier para el par de pulsos es:

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{E}{\pi} \left[\int_{\alpha m}^{\alpha m + \delta} \text{Cos}.n.\omega t.d(\omega t) - \int_{\pi + \alpha m}^{\pi + \alpha m + \delta} \text{Cos}.n.\omega t.d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2.E}{n.\pi} \cdot \text{Sen} \frac{n.\delta}{2} \left[\text{Sen}.n.\left(\alpha m + \frac{\delta}{2}\right) - \text{Sen}.n.\left(\pi + \alpha m + \frac{\delta}{2}\right) \right] \quad (7) \end{aligned}$$

con lo cual, el coeficiente **B_n** puede ser obtenido por sumatoria de todos los pares de pulsos (ya que son todos idénticos)

$$B_n = \sum_{m=1}^p b_n = p.b_n \quad (8)$$

La expresión de la fundamental resulta para $n = 1$:

$$v_1(t) = p.b_1 \text{ Sen}(\omega t) \quad (9)$$

y su valor eficaz es:

$$V_1 = \frac{p.b_1}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

Como se ve el **V₁** calculado vale solamente para un único valor de δ y para conocer como varía **V₁** en función de δ (es decir conforme se varíe **M**) será necesario hacer estos cálculos repetidas veces. Por este motivo se utilizan los gráficos que dan este valor y otros parámetros en función de **M**. Dichos gráficos se obtienen para cada tipo de PWM con la ayuda de software desarrollados a tal fin.

4 – PULSO MULTIPLE – REFERENCIA SENOIDAL

En este caso, las fuentes **V₂** y **V₃** de la fig.2 generan las dos señales de referencia senoidal que se comparan con la portadora triangular como se muestra en fig.10. Los pulsos ahora no son idénticos, ya que pertenecen a una distribución senoidal. Para obtener el pulso más ancho centrado en $T/2$ y en $3T/2$ respectivamente, las tres señales comienzan y terminan con valor cero.

Nótese que siendo $p = 8$ pulsos por semiperíodo, la tensión de salida presenta solamente 7 pulsos por semiperíodo, y puede apreciarse la simetría respecto a π y $\pi/2$.

Comparando las figuras 9 y 11 vemos que el control SPWM presenta una mejora respecto al de referencia constante, para iguales cantidad de pulsos y condiciones de carga.

Este control tiene la ventaja de que los armónicos (más importantes en valor) de menor orden que aparecen tienen una frecuencia cercana a la frecuencia f_p de la portadora. Es decir, las armónicas de menor orden existentes responden a la siguiente ecuación:

$$n = 2p \pm k \quad \text{con } k = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{p es la cantidad de pulsos de salida en un semiperíodo})$$

Por tanto los armónicos menores a $2p - 1$ no existen en el SPWM.

En el ejemplo de figs. 10 y 11, con $p = 7$ pulsos de salida por semiperíodo, los dos primeros armónicos son el 13ª y 15ª.

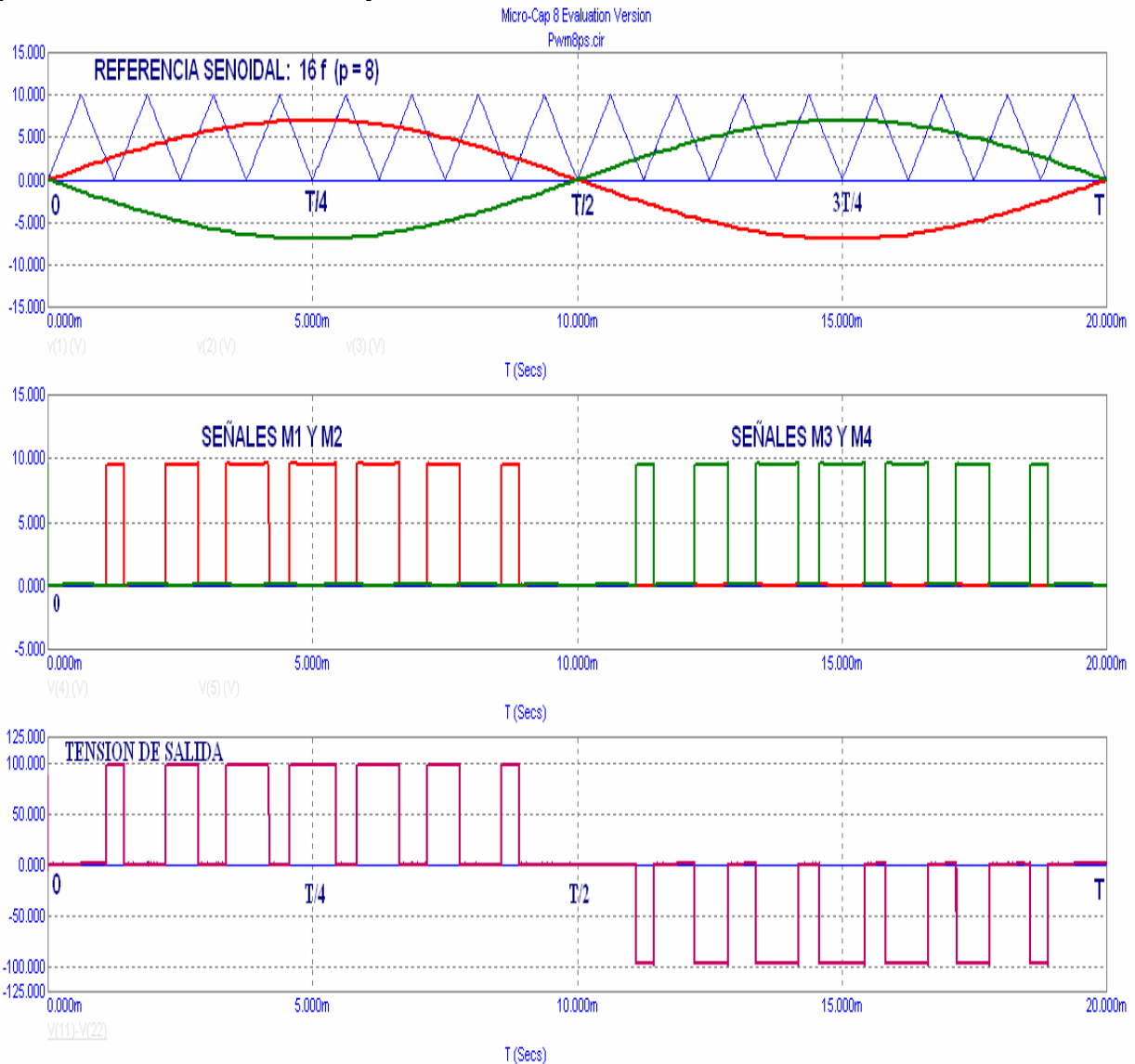


Fig.Nº 10: Ondas con referencia senoidal y 8 pulsos de la portadora, con $M = 0,7$

Nota: Si bien la onda triangular utilizada en estos ejemplos es de valores positivos, desde un máximo hasta cero, puede implementarse en todos los casos, desde un máximo positivo hasta un mínimo negativo en forma simétrica respecto al eje de tiempos, obteniéndose resultados similares.

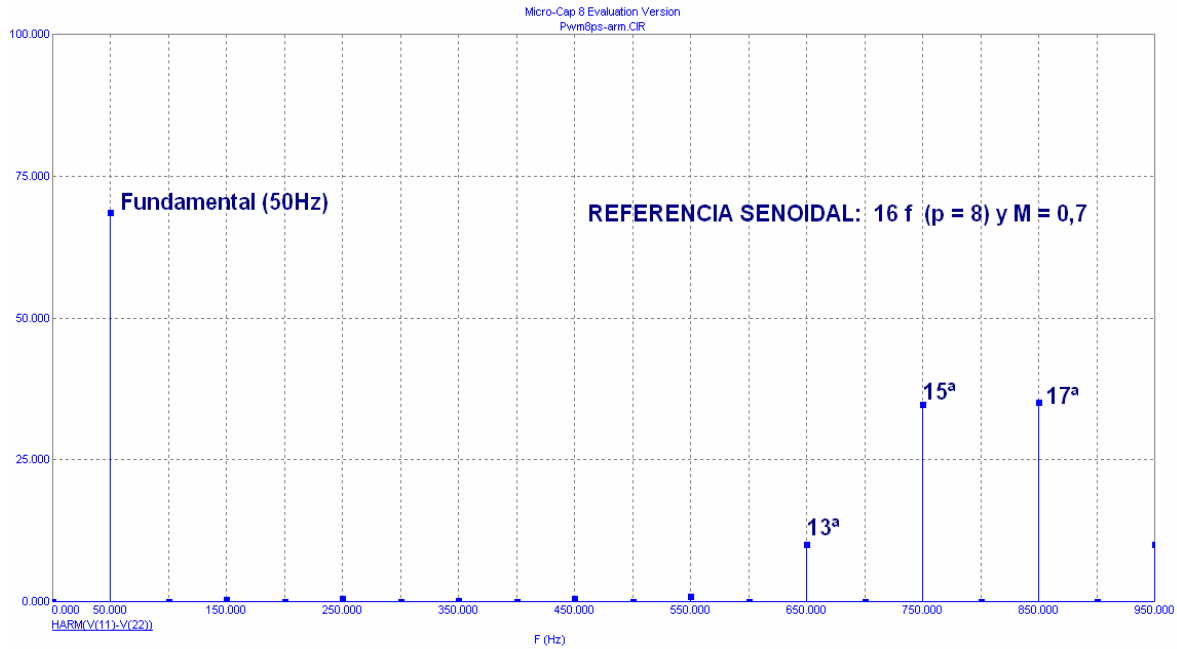


Fig.Nº 11:Contenido armónico de la tensión de salida de fig.10

Se comprenderá ahora el motivo por el cual los inversores comerciales operan con frecuencias superiores a 15Khz. En la fig.12 se ve como se ha reducido el valor de los armónicos para una onda de salida, con $p = 100$ pulsos, es decir una frecuencia de la portadora triangular de 10.000Hz, manteniendo la referencia senoidal en 50Hz y $M = 0,7$.

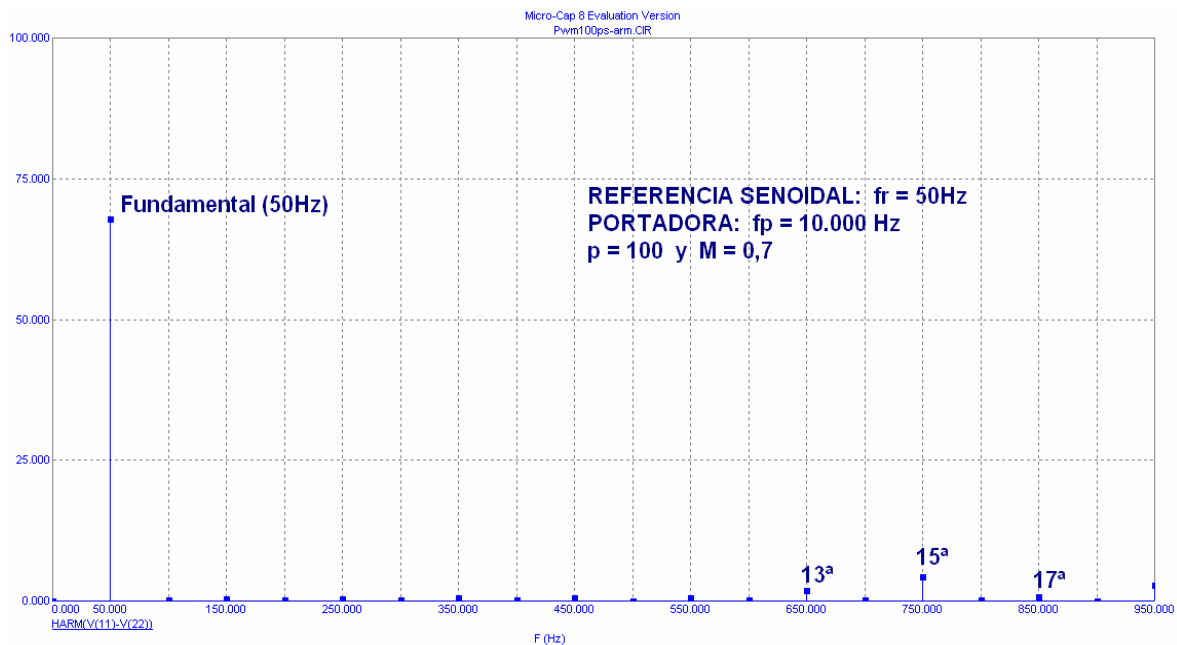


Fig.Nº 12: Contenido armónico de la tensión de salida con $p = 100$ y $M = 0,7$

El cálculo de la tensión de salida, en este caso es más complejo que el caso anterior, ya que en modulación senoidal los pulsos no son de igual ancho.

El valor eficaz de la onda de salida es:

$$V = E \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \tag{11}$$

donde δ_m es el ancho del pulso m.

Si se pretende calcular el valor eficaz de la fundamental V1 será necesario conocer el coeficiente B_n de Fourier, que resulta:

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2 \cdot E}{n\pi} \cdot \text{Sen} \frac{n \cdot \delta_m}{2} \left[\text{Sen} \cdot n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \text{Sen} \cdot n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \tag{12}$$

con $n = 1, 3, 5, \dots$

5 – PULSO MULTIPLE – REFERENCIA SENOIDAL MODIFICADA

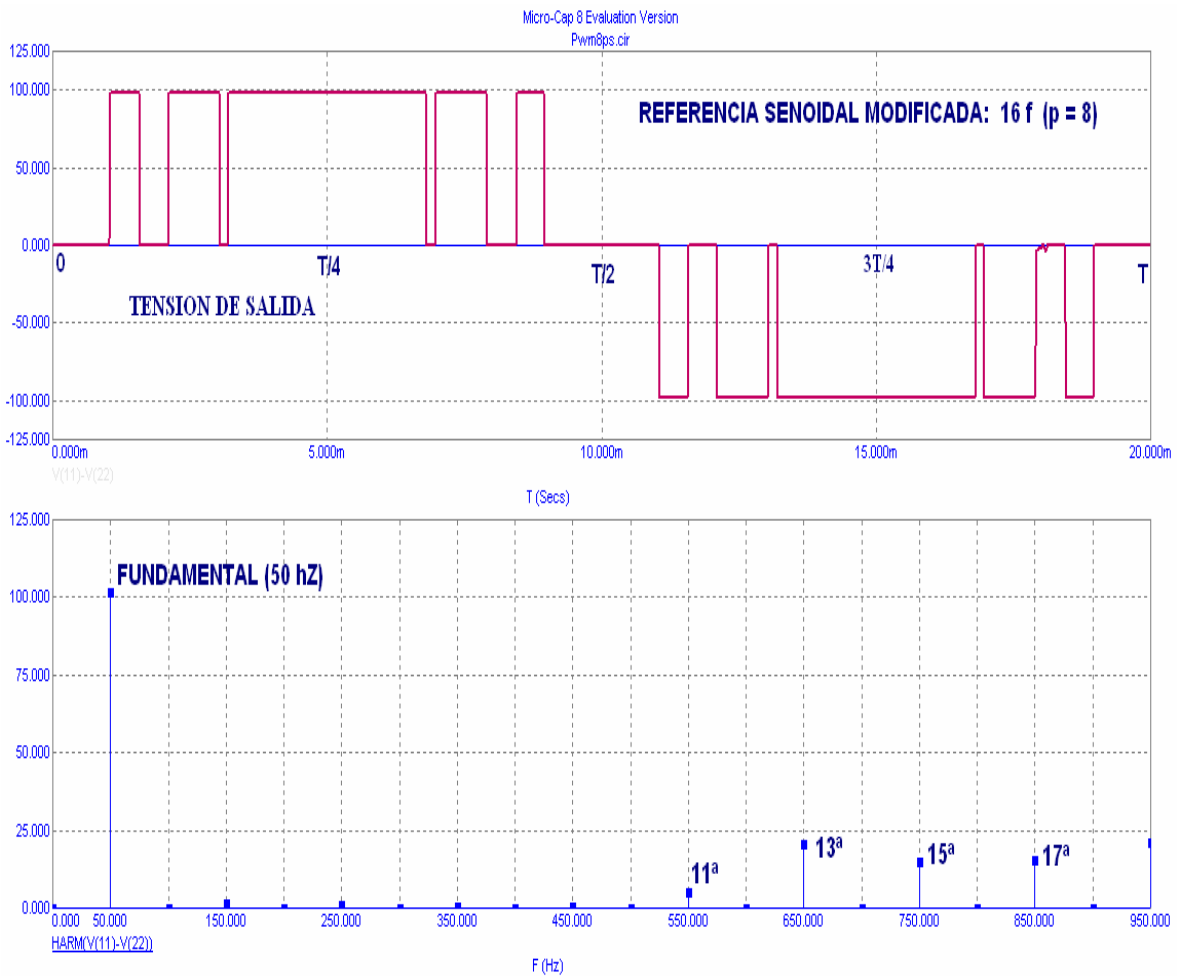


Fig.Nº 13: Tensión de salida y composición armónica con referencia senoidal modificada

Este modo de control consiste en obtener el pulso de salida centrado en $\pi/2$ (y en $3\pi/2$) un poco más ancho que el dado por referencia senoidal, como se ve en fig.13

Para ello se mantiene la referencia senoidal tal cual y se modifica la portadora triangular ensanchando el espacio ubicado en $\pi/2$..($y3\pi/2$).

El resultado es un refuerzo de la fundamental y un contenido armónico un poco mejorado respecto al control senoidal.

6 – PARAMETROS DE EFICIENCIA

Así como en rectificación se utilizan los parámetros de rendimiento para comparar los distintos tipos de rectificadores, en la conversión CC/CA se utilizan los parámetros de eficiencia, a efectos de saber elegir el inversor para una aplicación determinada.

Las gráficas mostradas en los puntos precedentes, si bien son muy demostrativas de las ondas que se obtienen, no alcanzan para mostrar los resultados del circuito en todo el rango de variación del índice de modulación **M**, ya que cada gráfica tiene validez solamente para un único valor de M.

Los parámetros de eficiencia, muestran como se comporta cada circuito y se definen de la siguiente manera:

- **Factor armónico de cada componente (HF_n)**

Representa la contribución de una armónica de orden **n** cuyo valor eficaz es **V_n** respecto a la fundamental **V₁**

$$\text{HF}_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (13)$$

- **Distorsión armónica total (THD)**

Toma en cuenta el valor eficaz de todas las armónicas presentes, respecto de la Fundamental.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{2,3,4,5,\dots}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (14)$$

Si la tensión de salida tiene un valor eficaz total **V** y la fundamental es **V₁**, el valor eficaz resultante de todas la armónicas presentes se puede calcular facilmente:

$$V_n = \sqrt{V^2 - V_1^2} \quad (15)$$

- **Factor de distorsión (DF)**

Se define como:

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{2,3,4,5,..}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}}{V_1} \quad (16)$$

Indica el contenido armónico total (sin indicar el correspondiente a cada armónica)
Este valor es útil para el diseño de filtros de 2º orden, donde la armónica de orden **n**
a filtrar es atenuada por **n²** .

Este factor puede calcularse para una armónica individual de orden **n**:

$$DF_n = \frac{1}{V_1} \left(\frac{V_n}{n^2}\right) \quad (17)$$

- **Armónica de menor orden (LOH)**

Es la armónica cuya frecuencia es la más cercana a la fundamental y su amplitud es mayor o igual al 3% de la amplitud de la fundamental.

Esto toma importancia en los inversores comerciales, para conocer a partir de cual armónica comienza la existencia de estas.

7- REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LOS PARÁMETROS DE EFICIENCIA

Para conocer el comportamiento de un inversor, en forma rápida, es muy útil el Factor de Distorsión **DF**, ya que en un solo gráfico se lo puede representar en función de **M** para cada circuito. Muestra su evolución desde **M = 0** hasta **M = 1** y con ello se aprecia la incidencia de todas las armónicas sobre la fundamental.

Los Software de simulación, tanto de circuitos virtuales (**MATLAB-SIMULINK**) como de circuitos reales (**MICROCAP**, **ICAP**, etc.) no incluyen la posibilidad de obtener en forma directa esta gráfica.

Si se desea obtenerla, será necesario implementar un pequeño programa que sea reconocido por dichos simuladores, o bien para el tipo de control adoptado, calcular una serie de puntos (unos 10 valores para **M** de 0 a 10) con la ecuac. 7 que da el valor del **DF** para cada uno de dichos puntos, considerando la fundamental y al menos las tres primeras armónicas.

En la fig. 14 se ven con suficiente aproximación la variación de la fundamental (V1) y del FD en función de M para los circuitos de 1 solo pulso con modulación constante y de 8 ondas triangulares por semiperíodo con modulación senoidal.

En este último caso, la tensión de salida presenta por semiciclo 7 pulsos, es decir una frecuencia de salida $50 \cdot 7 \cdot 2 = 700\text{Hz}$ siendo 50Hz la frecuencia de la fundamental. Es notable la reducción de armónicas y por tanto menor el DF cuando se aumenta la cantidad de pulsos de la onda triangular y a su vez se adopta modulación senoidal.

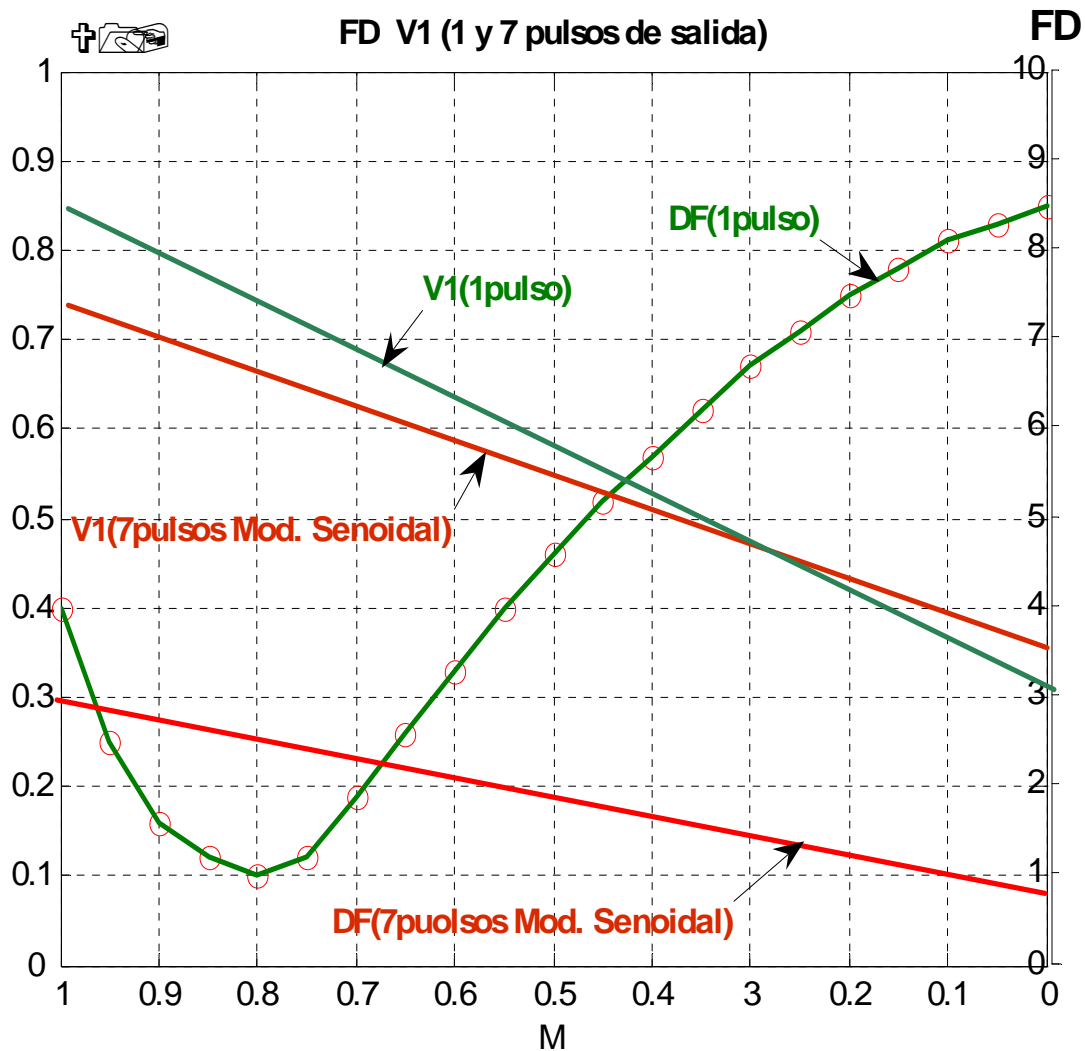


Fig.Nº 14: Variación de la fundamental (V1) y del FD en función de M para:

- Un control PWM de un solo pulso de la onda triangular por semiperíodo con referencia constante.
- Un control PWM de 8 pulsos de la triangular por semiperíodo (que da 7 pulsos de salida por semiperíodo) con referencia senoidal.

En el Area de Electrónica de Potencia existen numerosos trabajos realizados como Proyectos Finales o Proyectos de Promoción sobre diferentes tipos de inversores monofásicos y trifásicos, que se mencionan en el listado de Proyectos de la página nuestra, así como en la página de la Escuela de Ing. Electrónica (eie) figuran los proyectos finales.

Aquí haremos mención solamente a algunos de los primeros realizados, y otros más recientes sobre inversores a control por PWM.

- PWM DE PULSO MULTIPLE – Diseño construcción y ensayo. (curso 1995)
Bruno Sebastián
Moretti Sergio
- ANALISIS Y SIMULACION DE ARMONICAS EN INVERSORES PWM MONOFASICOS (con Simulink) (curso 1995)
Benetti Pablo A.
Milani Luciano A.
- INVERSOR SENOIDAL PWM Y FILTRO (curso 2001)
Leyendeker Guillermo
- INVERSOR MONOFASICO CON PWM (curso 2006)
Piemonte Darío
Imhoff Fernando
- La bibliografía principal es la indicada en el programa de la Asignatura, sugiriéndose complementarla con las aplicaciones que se publican en las hojas de datos de los Fabricantes de elementos de electrónica de potencia: Internacional Rectifier; Microchip; Motorota-Freescale; Nacional Semicond.; Hitachi; Intel; etc.

Compaginación año 2006

Ing. Angel Vernavá

Ing. Roberto Gibbons

Ing. Antonio Nachez

Ing. Marcelo Arias

Ing. Armando Novello

Escuela de Ingeniería Electrónica

Departamento de Electrónica

Area Electrónica de Potencia

Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura

Universidad Nacional de Rosario

Página: eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia