

ELECTRONICA DE POTENCIA

CONTROL PWM TRIFASICO

PRIMERA PARTE

CONTROL ESCALAR DEL MOTOR ASINCRONICO (SPWM)

Angel Vernavá
Roberto Gibbons
Antonio Nachez
Marcelo Arias
Armando Novello

A-5.36.1 - Electrónica de Potencia
E-5.38.1 - Electrónica de Potencia
E-5.39.1 - Electrónica de Potencia



INDICE

1 - INTRODUCCION.....	3
2 – CIRCUITO DE POTENCIA.....	3
3 – TIPOS DE CONTROL.....	4
4 – MODULACION SENOIDAL (SPWM).....	5
4 – 1 – SEÑALES DE EXCITACIÓN.....	5
4 – 2 – TENSION DE SALIDA.....	8
4 – 3 – CORRIENTE DE CARGA.....	11
5 – IMPLEMENTACIÓN CIRCUITAL.....	13
6 – CONCLUSIONES.....	15

<http://eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/>

avernava@eie.fceia.unr.ar.com

rgibbons@eie.fceia.unr.ar.com

anachez@eie.fceia.unr.ar.com

mareas@eie.fceia.unr.ar.com

anovello@eie.fceia.unr.ar.com

**Facultad de Ciencias Exactas Ingeniería y Agrimensura
Universidad Nacional de Rosario**

CONTROL POR PWM TRIFÁSICO

1 - INTRODUCCION

Los circuitos trifásicos que trabajan con Modulación del Ancho de los Pulsos – PWM – (Pulse Width Modulation), si bien se basan en el mismo principio de funcionamiento que los circuitos monofásicos, sus objetivos son muy distintos.

Existen diferentes formas de implementar un control PWM trifásico, ya sean del tipo escalar o vectorial, siendo uno de los objetivos fundamentales controlar a la máquina asincrónica trifásica, constituyendo su aplicación más difundida, a diferencia de los PWM monofásicos donde su finalidad no es precisamente controlar un motor de inducción, puesto que debido al capacitor de marcha permanente o al de arranque, no puede funcionar, salvo que se implemente un filtro a su salida capaz de entregar una onda de tensión senoidal.

2 – CIRCUITO DE POTENCIA

El circuito de potencia es similar al de los inversores trifásicos autónomos, el equipo constituye un convertidor CA/CC/CA como se ve en la fig. 1 y está formado por un rectificador; un filtro; un bus de CC; y un inversor autónomo controlado por PWM.

- El rectificador puente trifásico es a diodos (no son necesarios tiristores) con filtro a condensador (eventualmente con una pequeña inductancia en el bus de continua y antes del condensador conformando un filtro LC) que entrega a su salida una tensión continua E , carente de riple.
Para pequeñas potencias, hasta 1 Hp, el rectificador es un puente monofásico.
- El bus de continua entre el rectificador e inversor es de mínima longitud y en general el circuito de potencia completo – rectificador – bus – inversor – se montan sobre la misma placa o tablero.
- El inversor puente trifásico se implementa con transistores MOS o IGBT con sus respectivos diodos para retorno de corriente reactiva (actualmente los IGBT traen estos diodos incorporados). Operan en conmutación a la frecuencia de la onda portadora, que normalmente supera los 10 Kz..
- En el inversor no se utilizan tiristores ni GTO debido a la frecuencia de conmutación mencionada. (además los capacitores de apagado de los tiristores se comportarían como un cortocircuito en cada conmutación).
- El equipo entrega en sus bornes de salida tres tensiones compuestas v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} , que constituyen en todo momento un sistema trifásico simétrico y están formadas por una sucesión de pulsos ordenados, cuya amplitud ($+E$ y $-E$) es constante.
- Si la tensión de salida del puente no se ajusta a la tensión de la carga (por ejemplo un motor de tensión nominal 3*660V), será necesario disponer de un transformador trifásico para adaptar las tensiones. Puede conectarse a la salida del puente, pero en este caso deberá trabajar a la frecuencia de conmutación, con las tensiones moduladas PWM a su entrada para poder entregar en sus bornes de salida similares formas de ondas.
Otra posibilidad es disponer el transformador en la línea que alimenta al rectificador, pero en este caso el equipo completo de potencia trabajará a una tensión mayor, (para una tensión de línea de 3*380V, la tensión de trabajo del puente es $E = 515V$, mientras que si el transformador entrega 3*660V resulta $E = 890V$).

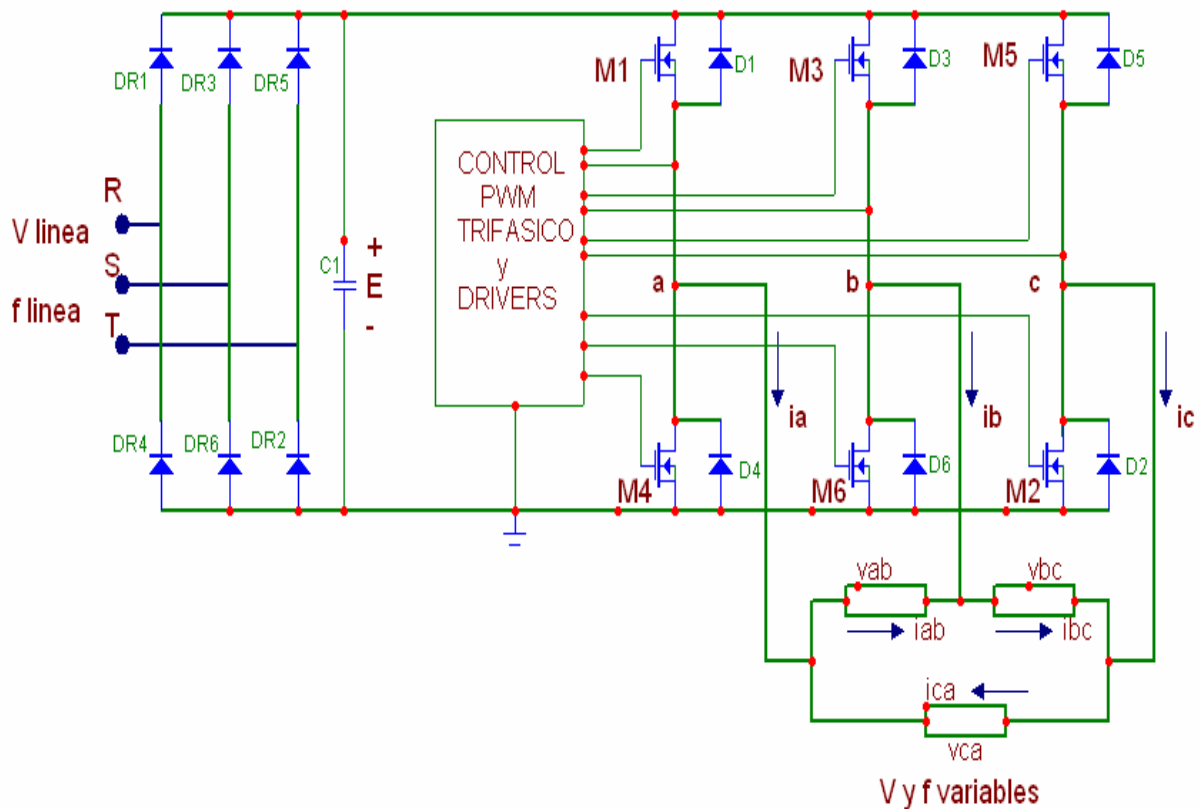


Fig.Nº1: Puente Inversor Trifásico controlado por PWM

- La carga normalmente es un motor asincrónico que de acuerdo a su tensión nominal, se conectará en triángulo o en estrella. (el centro de estrella no debe conectarse a la tierra del equipo y ésta no debe conectarse al neutro ni tierra de línea).
- La corriente del estator resulta casi senoidal y con ella el flujo respectivo. Es decir que se obtiene un funcionamiento del motor muy aproximado al que tiene en régimen senoidal, con la ventaja de poder variar su velocidad y torque.
- Los dos parámetros fundamentales que se requieren controlar son: valor eficaz de la tensión de salida (en rigor es el valor eficaz de las fundamentales v_{ab1} ; v_{bc1} ; v_{ca1}) y la frecuencia de estas tensiones.
El equipo permite controlar en forma aceptable la velocidad de un motor asincrónico desde casi cero hasta la velocidad nominal, variando la frecuencia y el valor eficaz de dichas tensiones manteniendo constante la relación V/f , con lo cual el flujo y por tanto el torque o cupla nominal de dicha máquina permanecerán constantes.
- El valor eficaz se varía modificando el ancho (duración) de los pulsos, en las tres tensiones al mismo tiempo y proporcionalmente se varía la frecuencia (tiempo del período) de dichas tensiones para mantener V/f constante.

3 – TIPOS DE CONTROL

Los circuitos de control PWM trifásicos se pueden clasificar en dos grandes grupos:

- **Control Escalar: Control por Modulación Senoidal (SPWM).**
- **Control Vectorial: Control por Modulación Vectorial (SVM - PWM).**

En ambos casos el circuito de excitación se puede implementar de diferentes maneras y presentan cierta similitud, a pesar que su principio de operación es distinto.

El control escalar puede funcionar sin realimentación, mientras que el control vectorial necesita de realimentación para operar, pero si se requiere cierta precisión sobre los parámetros a controlar (Par; Flujo; Deslizamiento; y en particular la velocidad de giro del motor) es necesario disponer de las realimentaciones correspondientes en ambos casos.

La modulación senoidal, en sus diferentes formas, responde al tipo de control escalar, ya que se basa en la comparación de ondas o bien de valores previamente creados por algoritmos.

En cambio los controles por modulación vectorial se basan en que un vector espacial representa a un sistema trifásico simétrico y equilibrado de variación senoidal en el tiempo, y por tanto no se implementa por comparación de ondas, sino que los algoritmos consignados identifican a dicho vector en cada instante.

4 – MODULACION SENOIDAL (SPWM)

El principio básico de la modulación senoidal, es semejante al visto en el PWM monofásico, es decir es un tipo de control escalar, pero aquí la comparación se realiza entre una onda **portadora triangular única** con un sistema de ondas de **referencia senoidal trifásico simétrico**, como se muestra en la fig.2-a

En consecuencia es necesario generar tres ondas senoidales idénticas desfasadas 120° entre si y una onda triangular única de amplitud mayor que las senoides y que incursione en los dos planos respecto al eje de tiempos para interceptar a las tres senoides. Por lo tanto tendrá un máximo positivo $+V_p$ y un mínimo negativo $-V_p$.

4 – 1 – SEÑALES DE EXCITACION

Las 6 señales de excitación para los 6 elementos del inversor, se obtienen de la siguiente manera:

- La señal de excitación VG1 (fig 2-b) para el transistor M1 surge de la comparación entre la senoide V_{ra} y la onda triangular, dando un pulso positivo toda vez que sus valores instantáneos sean mayores o más positivos que la triangular.
- Para el transistor M4 ubicado en la misma rama de M1, la señal VG4 (fig 2-c) debe ser idéntica y desfasada 180° de VG1. Luego resulta ser la misma señal VG1 invertida.
- Los dos transistores de una misma rama nunca conducen en forma simultanea y además para asegurar que no exista superposición de conducción durante cada conmutación, existe un tiempo muerto de no conducción (mayor al t_{off} de los transistores).
- En la fig.3 se muestran las señales VG3 y VG6 para los transistores M3 y M6 de una misma rama, obtenidas de la comparación entre la senoide V_{rb} y la triangular
- De igual manera la fig.4 da VG5 y VG2 en función de V_{rc} .
- Se puede ver que la suma de todos los pulsos de cada señal de excitación totaliza un semiperíodo, es decir que con el sistema de control adoptado, el inversor responde al tipo E- 180° , por lo tanto cada transistor conducirá durante un tiempo total de un semiperíodo y en consecuencia siempre habrá tres elementos del inversor en conducción. (de hecho, con carga RL los 180° se reparten entre transistor y diodo).
- Las 6 señales de excitación son idénticas y desfasadas 60° entre si, siguiendo la secuencia de encendido convencional: M1– 2– 3– 4– 5– 6.

- A su vez cada una de estas señales presenta simetría respecto a $\pi/2$ en cada semiciclo.
- De esta manera, las tensiones de salida del inversor presentarán la simetría esperada respecto a π y $\pi/2$.
- Para llegar a este resultado, es necesario que la onda triangular intercepte de la misma manera a cada senoide en el inicio de su semiperíodo como se ve en fig.2-a.
- Dado que cada 60° existe un cruce por cero de senoide, la cantidad de cruces necesarios de la onda triangular es como mínimo de 6 veces, es decir que son necesarios como mínimo 3 ciclos completos de onda triangular por cada período de senoide.
- En consecuencia, para una frecuencia de salida de 50Hz, la portadora triangular podrá tener una frecuencia mínima de 150Hz, pero en este caso los resultados no serán buenos ya que la tensión de salida tendrá un solo pulso por semiperíodo.

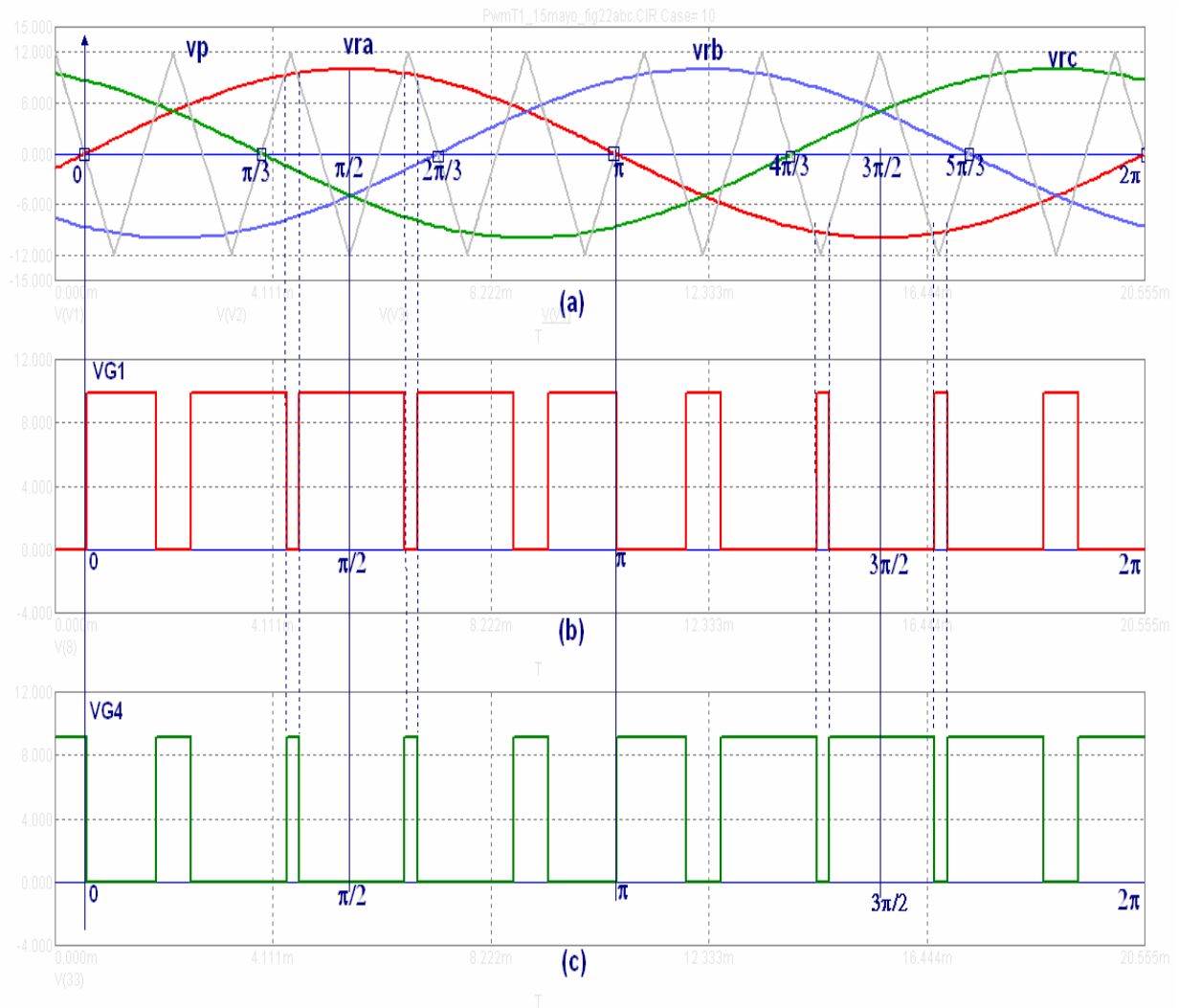


Fig.Nº 2: Señales de referencia y pulsos de excitación para los transistores M1 y M4

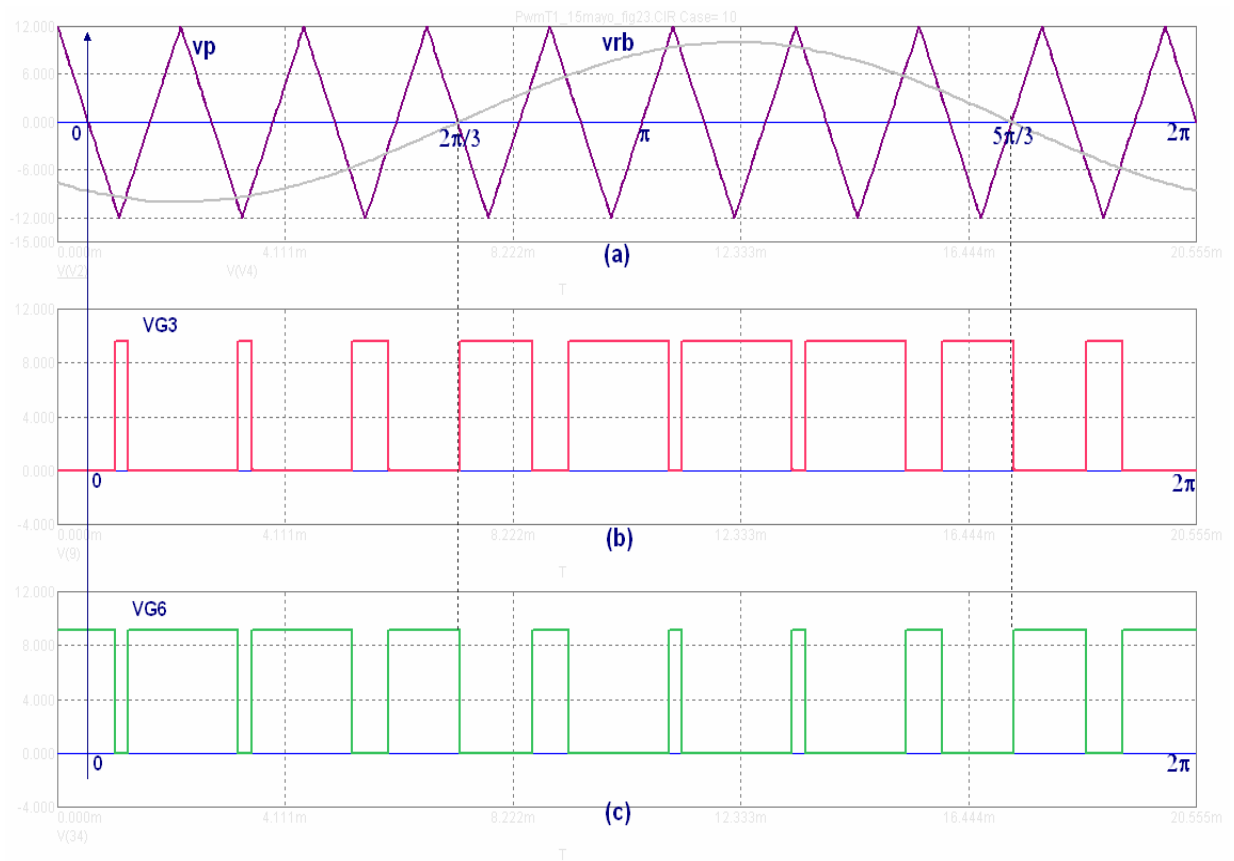


Fig.Nº 3: Pulsos de excitación para los transistores M3 y M6

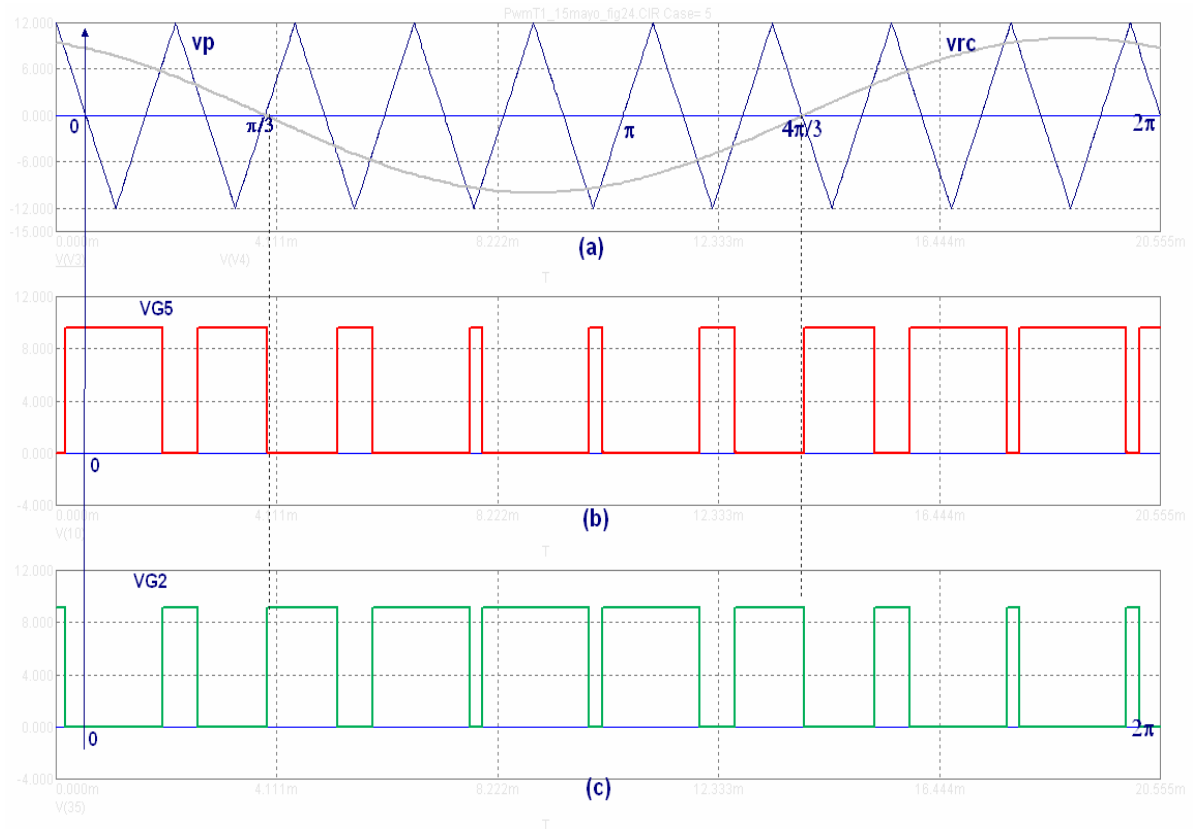


Fig.Nº 4: Pulsos de excitación para los transistores M5 y M2

- Las frecuencias posibles de la portadora triangular deberán ser múltiplo de 3, para cumplir con las exigencias de simetría citadas. En las gráficas mencionadas se adoptó una frecuencia de portadora de 450Hz, o sea 9 ciclos triangulares por período de senoide.
- Cuanto mayor es la frecuencia de la portadora, mejor será la tensión de salida del inversor, ya que es menor su contenido armónico, por este motivo los equipos comerciales de control escalar operan con frecuencia de portadora que llegan (y superan) a 12.150 Hz para 50Hz nominales.
- Ahora podemos ver que la variación de la frecuencia de salida se logra variando el período de las senoides, manteniendo constante la cantidad de pulsos de la onda triangular.
- Mientras que el valor eficaz de la tensión de salida se puede variar con la amplitud de la onda triangular, o bien con la amplitud de las tres senoides. En nuestro caso las gráficas se han hecho con una modulación de $M = V_r / V_p = 0,8$

4 – 2 – TENSION DE SALIDA

Hasta aquí, el análisis realizado nos muestra como son las señales de excitación y las condiciones que deben cumplir las ondas primarias de referencia para obtener dichas señales.

El paso siguiente es justificar las formas de ondas de las tensiones de salida.

Recordemos que el inversor se comporta como un $E-180^\circ$, con la diferencia de que conmuta con múltiples pulsos, los cuales están distribuidos en el período completo.

Así como en el inversor convencional $E-180^\circ$ sus tensiones de salida no son iguales a sus respectivas señales de excitación (ya que aparece un tiempo muerto, etc) en este inversor ocurre lo mismo.

La explicación resulta sencilla si se observan los pulsos de excitación que llegan al inversor en el mismo instante, y además se considera que las tensiones de salida son compuestas dependiendo del potencial de los bornes del puente, es decir:

$$V_{ab} = V_a - V_b \quad V_{bc} = V_b - V_c \quad V_{ca} = V_c - V_a$$

Por ejemplo, la tensión V_{ab} dependerá del potencial que presenten los bornes **a** y **b** y en consecuencia dependerá del estado activo o inactivo de los 4 transistores M1, M4, M3 y M6. Con las figs. 2 y 3 vemos que el primer pulso VG1 pone al borne **a** al potencial +E, pero VG3 en su primer pulso también pone al borne **b** al mismo potencial +E.

En consecuencia, durante el tiempo que las dos señales permanecen aplicadas en forma simultanea, la tensión es nula $V_{ab} = 0$, introduciendo un tiempo muerto adicional.

El otro tiempo muerto es fijado obligatoriamente por los transistores M4 y M6.

Este razonamiento se puede extender a cualquier otro instante, inclusive al semiciclo negativo e igualmente para las otras dos tensiones de salida.

El análisis realizado, se corresponde con la ubicación de la puesta a tierra del circuito de fig.1 y por este motivo las tensiones de salida presentan durante el semiciclo positivo, solo pulsos positivos al igual que en el semiciclo negativo, solo pulsos negativos.

Es posible hacer funcionar al circuito con pulsos de salida positivos y negativos en cada semiciclo, adaptando las señales de excitación convenientemente y quitando la conexión de tierra del circuito de potencia dejándolo flotante, pero esto no brinda ninguna ventaja.

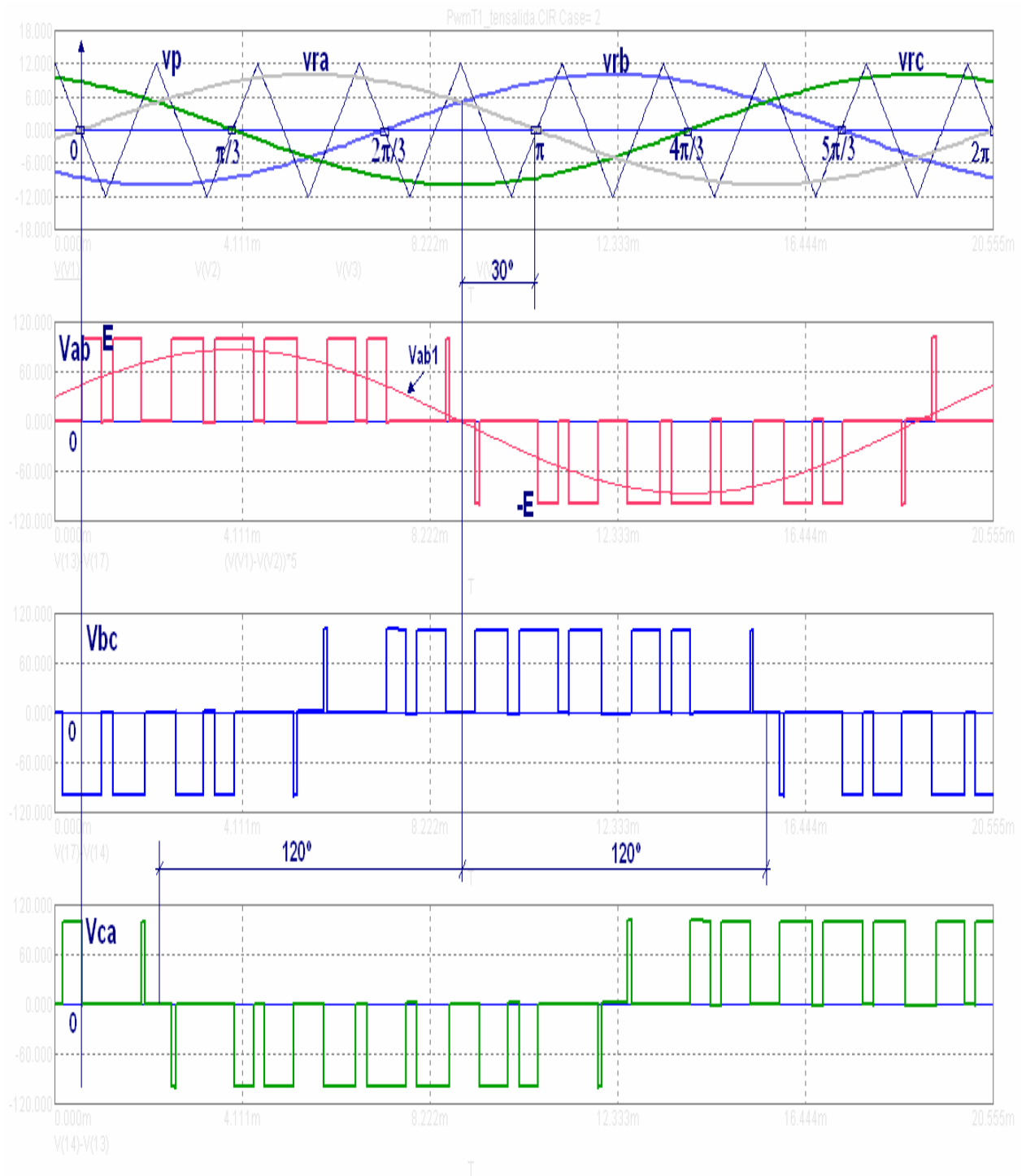


Fig. N° 5: Las tres tensiones compuestas de salida del inversor

En la fig. 5 se ven las tres tensiones compuestas que entrega el inversor, pudiéndose hacer las siguientes observaciones:

- Existen 18 pulsos por período de cada tensión, siendo que la triangular es de 9 pulsos.

- La forma de onda de estas tensiones son exactamente iguales a la diferencia de las señales de excitación respectivas restándolas de a dos.
- Todos los pulsos tienen la misma amplitud E (y $-E$)
- Cada tensión de salida está desfasada 30° con respecto a su senoide de referencia, o bien, la fundamental de estas tensiones presenta 30° de adelanto con respecto a su senoide de referencia.
- Las tres tensiones son simétricas respecto a π y $\pi/2$ y están 120° desfasadas entre sí.
- El pulso central de cada semiciclo es el más ancho, lo cual favorece la reducción de armónicas.

Para calcular el valor eficaz de las tensiones, se puede seguir un procedimiento similar al realizado en el circuito monofásico, con lo cual tenemos:

$$V_{ab} = E \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \quad \text{valor eficaz total de la tensión } V_{ab} \quad (1)$$

donde δ_m es el ancho del pulso m y p es la cantidad de pulsos en un semiperíodo.

El valor eficaz de la fundamental V_{ab1} se obtiene con el desarrollo en serie de Fourier, cuyos coeficientes B_n se calculan:

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

con $n = 1, 3, 5, \dots$ y α_m es la distancia desde el origen, hasta el pulso m .

Se comprenderá lo complejo que resulta calcular estos valores eficaces cuando las ondas están compuestas por muchos pulsos, siendo además que dichos cálculos deben efectuarse para varios valores del índice de modulación M a efectos de tener una idea de cómo varía V_{ab1} en función de M .

Sin embargo, para el control de la velocidad del motor asincrónico a Par constante, es suficiente conocer los valores nominales de tensión y frecuencia de dicha máquina.

En efecto, como la frecuencia se varía en forma lineal desde su valor nominal hasta casi cero, la relación V_{ab1}/f permanecerá constante si la tensión V_{ab1} también se varía en forma lineal desde el mayor valor que entrega el inversor hasta casi cero.

Es decir, idealmente, para el valor máximo de modulación $M = V_r / V_p = 1$ se ubica el valor mayor mencionado que sería igual al nominal $V_{ab1} = V_{ab\text{nominal}}$ con una frecuencia de salida igual a la nominal, luego la variación de velocidad desde la nominal hasta casi cero es lineal a Par constante.

Este es el motivo principal por el cual, la variación de la tensión se expresa en función de M .

Recordemos que para velocidades mayores que la nominal, no puede mantenerse el Par constante ya que no se debe incrementar la tensión superando la nominal. Por otro lado para valores de M mayores que 1 (sobremodulación), la modulación deja de ser lineal.

4 – 3 – CORRIENTE DE CARGA

Para una carga trifásica resistiva pura, las corrientes de cada fase de la carga serán idénticas a las respectivas tensiones y los diodos de recuperación permanecen inactivos.

En cambio para una carga RL la corriente dejará de ser pulsante y tenderá a la forma senoidal.

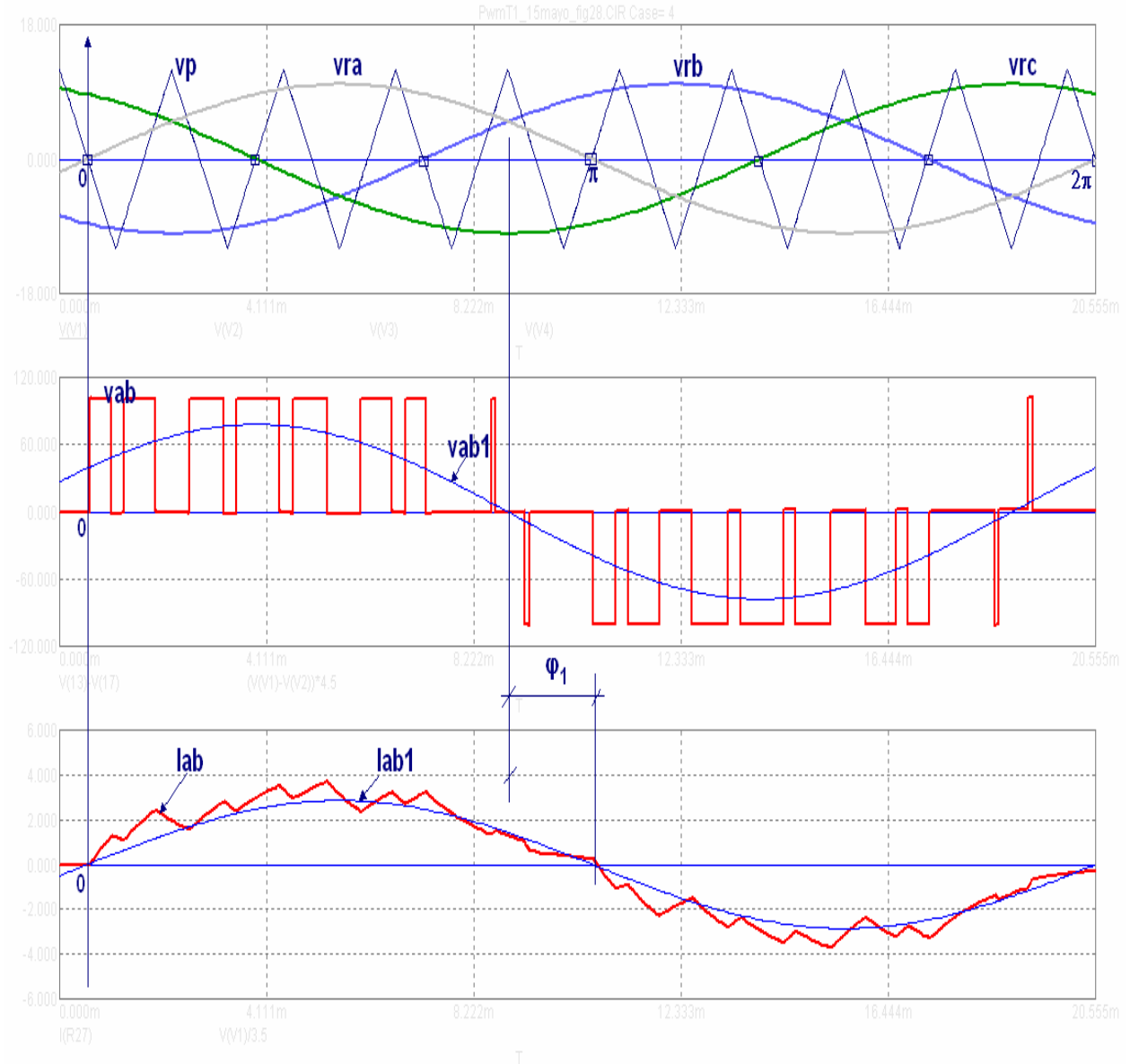


Fig.Nº 6: Corriente en la fase ab con carga RL para 9 pulsos de portadora.

En la fig.6 se han graficado para una carga RL, la corriente i_{ab} y su fundamental i_{ab1} que presenta un desfase ϕ_1 en atraso de v_{ab1} .

La forma de onda de la corriente tiende a ser senoidal, pero aún está lejos de serlo, debido a que presenta un contenido armónico elevado, especialmente en las 7ª y 11ª armónicas, que de hecho es el mismo que presenta la tensión (en correspondencia con los 9 ciclos de la portadora triangular).

Si elevamos la frecuencia de la portadora triangular, por ejemplo de 9 a 27 pulsos por periodo, es decir de 450 Hz a 1350 Hz, (con la misma carga y factor M) se reduce

notablemente la incidencia armónica como se ve en la fig.7, ahora las dos primeras armónicas que aparecen son la 25ª y 29ª (en correspondencia con los 27 ciclos).

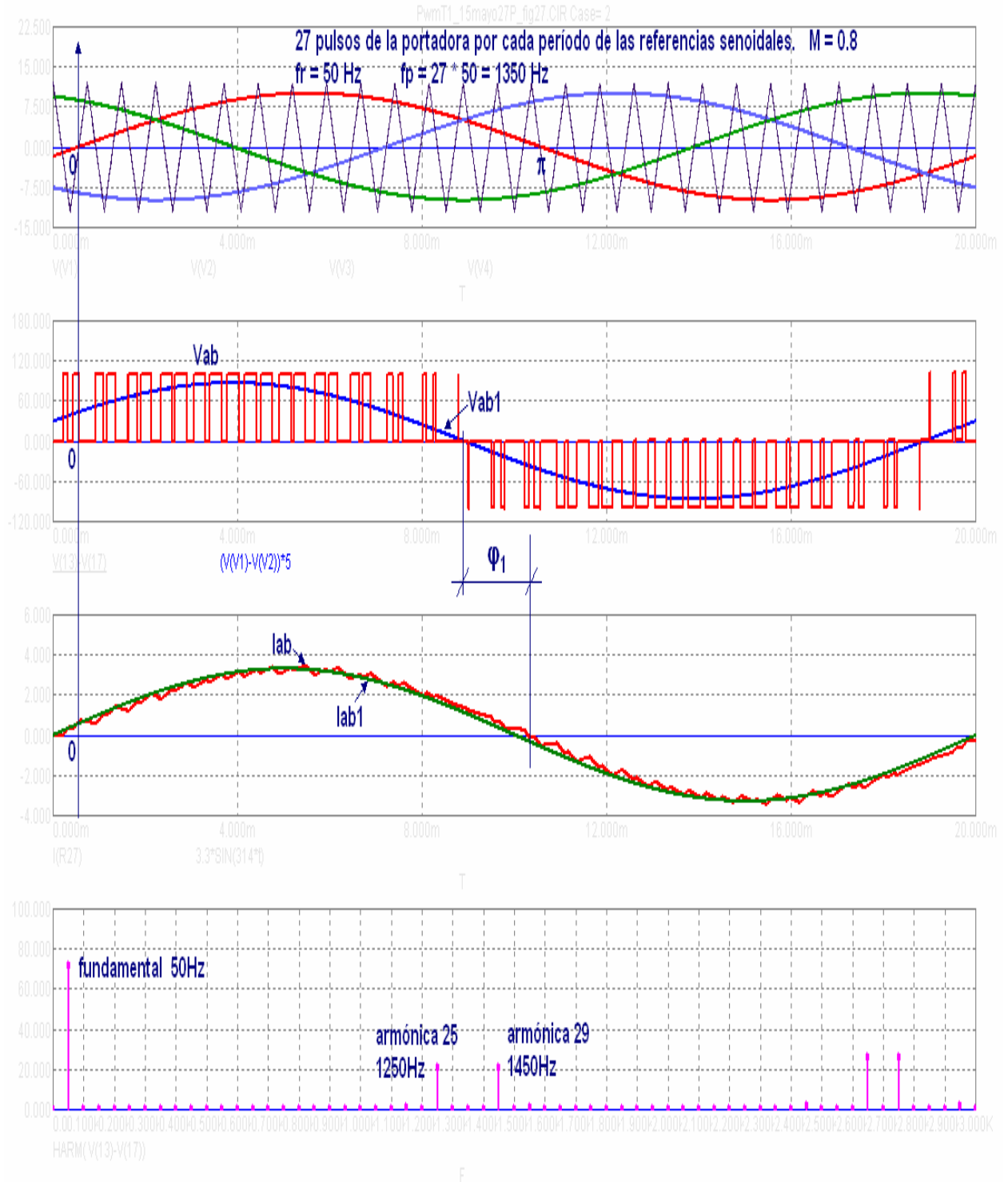


Fig.Nº 7: Ondas con 27 pulsos de portadora.

Nota: Al igual que en el control monofásico se pueden implementar controles trifásicos con referencia constante y triangular de un solo pulso o de múltiples pulsos, para aplicaciones simples, pero este modo de control no alcanza la eficiencia del senoidal.

5 – IMPLEMENTACIÓN CIRCUITAL

Las señales primarias senoidales y la triangular se pueden generar con elementos discretos y circuitos integrados más los comparadores como se implementaron los primeros controles PWM, pero esto ha sido totalmente superado con los PIC más los periféricos integrados “dedicados” para esta aplicación; y actualmente con los DSP para las aplicaciones de mayor precisión.

La fig.8, muestra una implementación circuital habiéndose omitido el rectificador de potencia que entrega la tensión E ; las fuentes de tensiones para alimentar al circuito de control; las realimentaciones y sus correspondientes controladores posibles: Proporcional, PI o PID.

Las etapas que se pueden distinguir, sintéticamente son:

- Un PIC 18F242 (entre otros similares) para aplicaciones PWM trifásicas (también puede implementarse con 2 PIC 16F873 de salida monofásica) cuya función es generar las señales primarias y procesarlas con sus tres módulos PWM internos. La frecuencia de clock que admiten es de hasta 40MHz.

Estos microcontroladores entregan las señales de excitación que posteriormente llegan a los 6 transistores del puente, con la frecuencia de salida prefijada y con una modulación (ancho de los pulsos) establecida por la relación V/f .

Conforme se cambie exteriormente el valor de la velocidad del motor, o sea la frecuencia f , el micro adapta el ancho de los pulsos, modificando la amplitud de las senoides acorde a la frecuencia para seguir manteniendo la relación V/f .

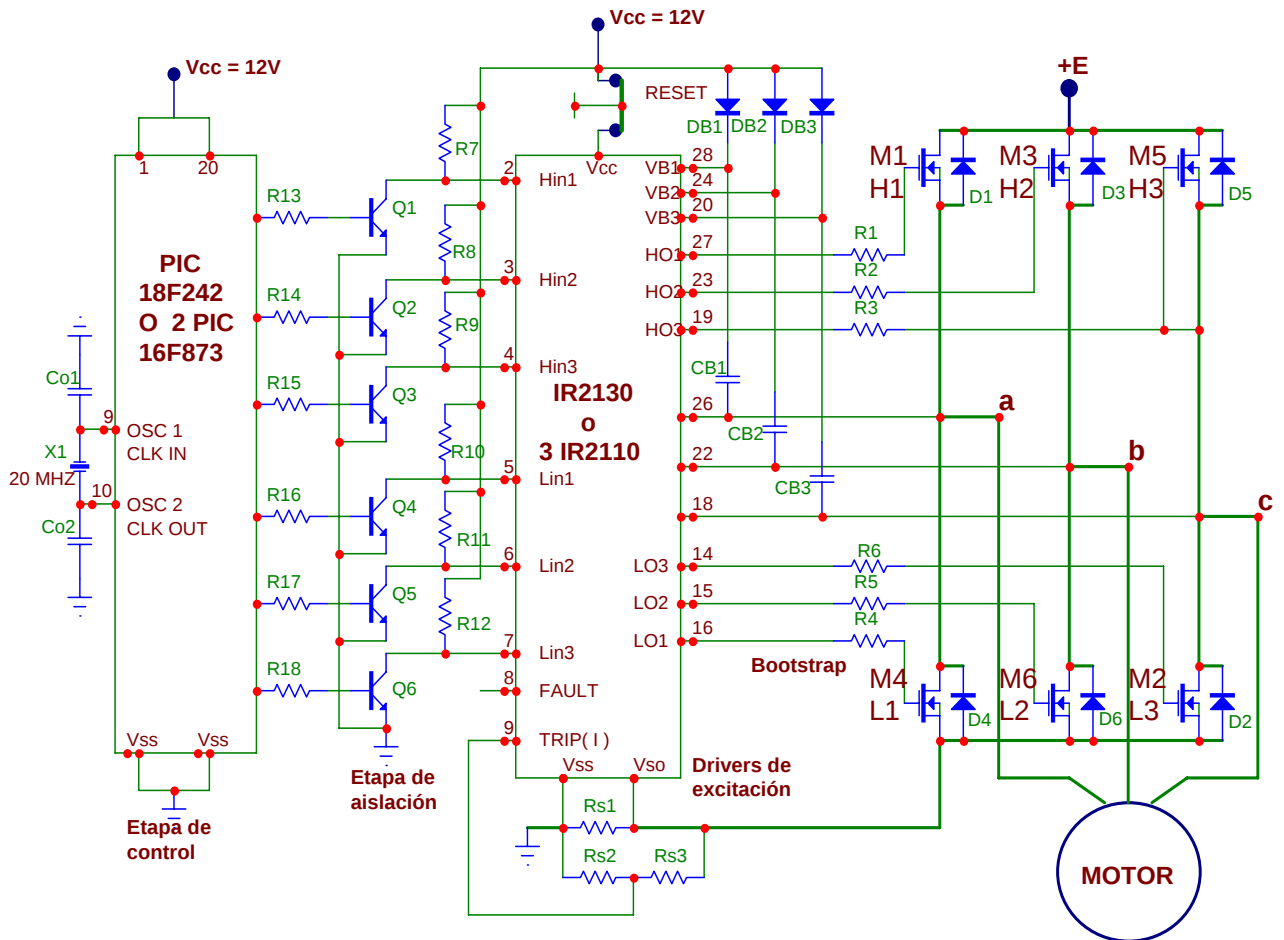


Fig.Nº8: IMPLEMENTACION CIRCUITAL PWM TRIFASICO

El procesamiento de las señales son realizadas por el micro mediante algoritmos matemáticos previamente implementados, es decir no produce muestras gráficas sino que por cada ciclo de trabajo compara valores preestablecidos, que en nuestro caso son los correspondientes a las tres funciones senoidales y a la función triangular.

Para implementar dichos algoritmos es necesario programar el micro, lo cual normalmente se hace en lenguaje Assembler utilizando un Debugger y los códigos de programación pueden desarrollarse con MPLAB IDE.

- Una etapa de aislación para separar al PIC del circuito que maneja corrientes y tensiones más elevadas y brindar las señales de entrada al drivers más potentes. Aquí se ha implementado con 6 transistores, pero mejor aún sería empleando optoacopladores rápidos.
- Un drivers de la serie IR2130 (entre otros) para aplicaciones PWM trifásicas (también puede implementarse con 3 drivers monofásicos de la serie IR 2110) el cual está preparado para soportar hasta 600V de la tensión E que alimenta al inversor trifásico, mediante una etapa de aislación galvánica interna. Esto se refiere a los 3 transistores superiores del puente, ya que cuando conduce uno de ellos, la salida correspondiente del drivers queda a potencial E. Además posee un control inhibidor de pulsos para no superponer la conducción de los dos transistores de una misma rama del puente. Puede recibir distintas realimentaciones, entre ellas por cortocircuito o sobrecorriente, inhibiendo los pulsos de salida.

Está preparado para conducir pulsos de excitación más potentes mediante la conexión de un bootstrap.

- Un circuito bootstrap a diodo-condensador para asegurar la conducción de los transistores de potencia.
La carga del condensador es tomada por el propio drivers y conducida a través del mismo hasta el gate del transistor a encender, esto se repite en cada pulso de excitación para los 3 transistores superiores.
Los 3 transistores inferiores son excitados directamente por el drivers ya que tienen punto común de tierra.
- Una realimentación de corriente en el bus de continua, (R_{s1} y el divisor R_{s2} y R_{s3}) que protege al equipo ante corrientes elevadas.
- Pueden implementarse otras realimentaciones para lograr un funcionamiento más preciso del motor, actuando sobre el PIC, por ejemplo se puede medir la velocidad real del motor con un **encoder** y luego adaptando este valor se debe ingresar al PIC para corregir la diferencia existente.
- También es posible realizar una realimentación de corriente por fase del motor, (ya sea para protección o control) disponiendo una resistencia-shunt de pequeño valor en serie con las tres salidas del inversor, etc.
- Como el PIC citado tiene 22 pines que pueden configurarse como *entrada-salida*, permite incluir una serie de operaciones para lograr una mejor prestación del equipo, por ejemplo se puede programar para un *arranque* y *parada* suave del motor, con lo cual se reduce el *golpe* de corriente de arranque y los esfuerzos mecánicos (caso de ascensores).

El control de *parada* puede lograrse con un freno mecánico, o bien electrodinámico. En este último caso se puede hacer por chopeado, con un transistor de potencia en serie con una resistencia cortocircuitando el bus de continua. De esta manera, en cada final de un proceso, el PIC deja de emitir las señales de excitación y habilita el freno que es alimentado con la energía cinética de la máquina, si bien este método se emplea solamente cuando las paradas no son muy repetitivas.

6 – CONCLUSIONES

El control PWM-Senoidal de la máquina asincrónica presenta una excelente prestación solamente para las aplicaciones donde no son necesarias una elevada exigencia dinámica ni una gran precisión en el control del Torque o la velocidad, específicamente se logran tolerancias del orden del 0.1% las cuales son aceptables para aplicaciones industriales en Forzadores de aire; Bombas hidráulicas; Cintas transportadoras; Elevadores; Tracción; etc.

Cuando se requiere mayor precisión, como el necesario en los Trenes de laminación; Decapado continuo; Fabricación de papel; Bobinadoras combinadas; etc, este control no satisface en la precisión requerida y su respuesta dinámica es lenta.

El motivo es que no se logra controlar en forma independiente el Torque y el flujo de la máquina y por tanto no supera la prestación que presentan los motores de corriente continua.

En cambio con el control vectorial del motor asincrónico implementado con PIC se logra una precisión más elevada, pero su respuesta dinámica no es muy satisfactoria para ciertas aplicaciones, debido a que el PIC es un microprocesador analógico y el control vectorial requiere realizar una gran cantidad de operaciones, que le insume demasiado tiempo de procesamiento.

Con el desarrollo de los Controladores de Señales Digitales (DSP), los cuales presentan una potencia de cálculo similares a los PIC pero con gran velocidad de procesamiento, ha sido posible implementar el control vectorial de muy elevada precisión y excelente respuesta dinámica, brindando finalmente una prestación equivalente a las máquinas de CC.

El Control Vectorial del motor asincrónico se desarrolla en la segunda parte de este capítulo, donde además se indica la bibliografía recomendada.

-----O-----

avernava@eie.fceia.unr.ar.com rgibbons@eie.fceia.unr.ar.com anachez@eie.fceia.unr.ar.com
mareas@eie.fceia.unr.ar.com anovello@eie.fceia.unr.ar.com

Página: <http://eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/>

Edición año 2007. versiones previas: año 1996; 2000; 2003.

Facultad de Ciencias Exactas Ingeniería y Agrimensura - Universidad Nacional de Rosario