

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Cuadernillo temático: Accionamiento de motores de Inducción N°1 - Año 2005

Variador de velocidad para motor de inducción con modulación de frecuencia

Laureano A. Bulus Rossini y Sergio A. González

I. Introducción

Del principio de funcionamiento de un motor de inducción, la velocidad de giro del mismo se varía a través de cambiar la frecuencia de alimentación del estator. Para desarrollar cuplas muy próximas al valor de cupla nominal, aún a bajas frecuencias, es necesario mantener el flujo en el entrehierro próximo a su valor nominal en el rango de frecuencias de variación. Esta condición es posible si la tensión de alimentación al estator del motor varía en forma proporcional con la frecuencia de alimentación, [1] a [5]. Este método de variación de velocidad es posible con el empleo de un inversor de tensión, comúnmente denominado variador de velocidad, para generar una forma de onda cuya relación entre la amplitud y la frecuencia (V/f) sea constante.

En general para los variadores de velocidad en motores hasta 100 HP de potencia se emplea modulación sinusoidal o cuadrada del ancho de pulso de una portadora de frecuencia fija, modulando la amplitud de la fundamental. En estos métodos el ciclo de trabajo de los pulsos de portadora cambia con la amplitud de la moduladora. De este modo es posible mantener la relación V/f constante variando la amplitud de la moduladora y su fundamental en forma proporcional. Un mecanismo simple de lograr que la relación V/f sea fija, se presenta en el equipamiento empleado en el laboratorio [6]. Básicamente el método de modulación empleado modifica la amplitud de la fundamental a través de variar el ciclo de trabajo de los pulsos de portadora pero en este caso mantiene el tiempo de permanencia del pulso fijo y varía la frecuencia de portadora. Con este esquema de modulación a través de la variación de frecuencia, resultantes tensiones de líneas que conservan, bajo ciertas condiciones, un relación constante entre la amplitud y frecuencia de la fundamental de modulación.

Se describe el método de modulación específico utilizado por el equipamiento de laboratorio. Se hará un análisis de Fourier detallado para conocer el contenido armónico de las tensiones generadas por el inversor. A partir de este análisis se mostrará como, mediante este esquema de modulación y bajo ciertas condiciones, es posible mantener la relación constante entre la amplitud y la frecuencia de la componente fundamental de modulación. La descripción del método de modulación se hará considerando variaciones de velocidad del motor por debajo del valor nominal. Finalmente se describirá brevemente como el modulador corrige efectos de debilitamiento del flujo en el rango de muy bajas velocidades ('boost' de tensión) y como opera con velocidades por encima de la nominal del motor.

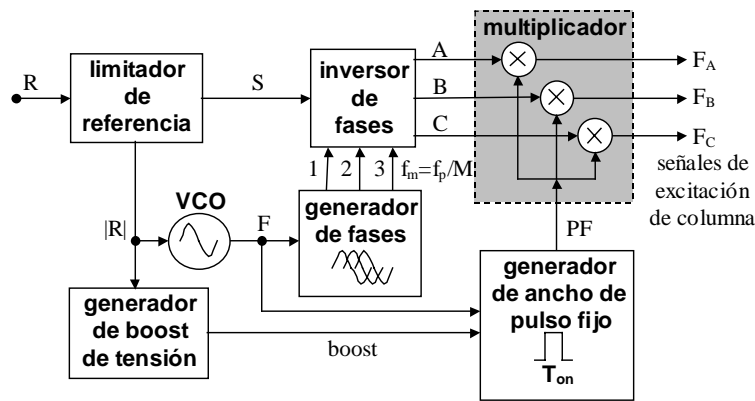


Figura 1 - Diagrama en bloques del modulador

II. Descripción del método de modulación

En la Figura 1 se puede observar el diagrama en bloques del sistema de modulación empleado en el equipamiento de laboratorio para el control de velocidad en motores de inducción trifásicos. Como se menciona se modula la amplitud y la frecuencia de la tensión de línea a la salida del inversor para fijar la relación de tensión a frecuencia del accionamiento, manteniendo aproximadamente constante el flujo sobre el entrehierro de la máquina para velocidades por debajo de la nominal.

II.1. Generación de onda portadora

La señal de referencia (R) o 'set-point' de la velocidad de la máquina, es una tensión continua cuya amplitud define el valor de la velocidad, y su signo (+ o -) el sentido de giro del motor. El limitador de referencia separa a R en dos señales, el módulo de la referencia ($|R|$) y una señal digital (S), donde S será '0' lógico si $R \geq 0$ o S será '1' lógico si $R < 0$. $|R|$ gobierna un oscilador controlado por tensión (VCO) cuya señal de salida es una onda cuadrada (F) con frecuencia f_p , proporcional a la amplitud de referencia, como se aprecia en la Figura 2. En esta figura también se observa el cambio de F al producirse un cambio de $|R|_1$ a $|R|_2$. Se puede ver que la frecuencia aumenta de f_{p1} a f_{p2} , sin modificar su forma.

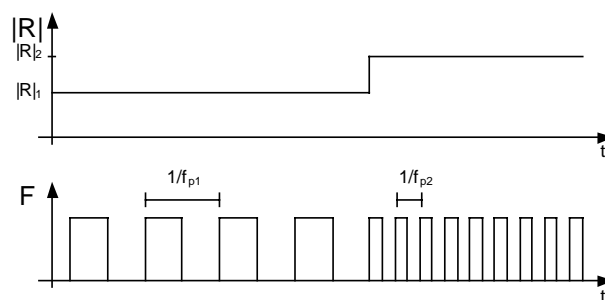


Figura 2 - Señal de entrada al VCO ($|R|$) y su salida correspondiente (F)

El bloque 'generador de ancho de pulso fijo' es un monoestable que a partir de la señal cuadrada F genera la señal portadora (PF) de frecuencia f_p con ancho de pulso fijo T_{on} , como se observa en la Figura 3. Se aprecia como, frente al cambio de frecuencia f_p la señal PF modifica su frecuencia manteniendo constante el ancho del pulso. Esto significa que el ciclo de trabajo de PF cambia en forma proporcional con la frecuencia ($d = T_{on} \cdot f_p$).

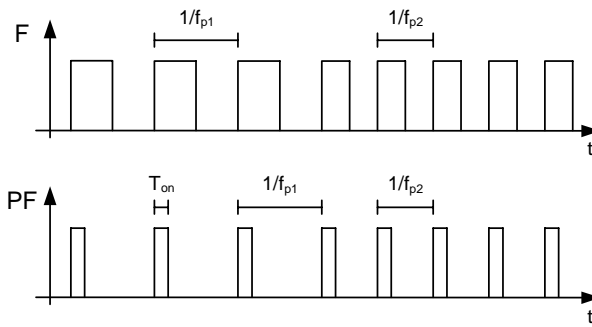


Figura 3 - Señal de entrada al generador de ancho de pulso fijo (F) y su correspondiente salida (PF)

II.2. Modulador y señales de comando

Como se aprecia de la Figura 1 la salida del VCO (F), se emplea para generar las señales moduladoras 1, 2 y 3. Son ondas cuadradas desfasadas 120° una respecto de otra, con amplitud constante de frecuencia $f_m = f_p/M$. Siendo M una cantidad fija y mayor que uno, relaciona en forma constante la frecuencia de portadora respecto de la moduladora.

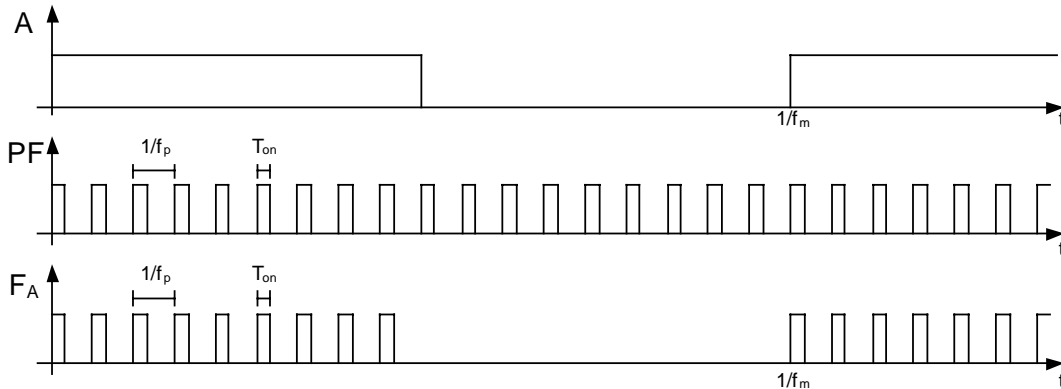


Figura 4 - Ejemplo de la salida F_A del multiplicador

El modulador toma las señales A, B y C y las multiplica con la portadora PF, generando las señales F_A , F_B y F_C . El resultado de esta modulación se puede apreciar en la Figura 4 dónde solamente se presenta, por simplicidad, la señal F_A . Se observa que queda conformada una señal multipulso de frecuencia fundamental f_m , con pulsos de ancho T_{on} y frecuencia f_p . Como las señales A, B, C y PF son todas señales digitales, el multiplicador puede ser implementado fácilmente con tan sólo una compuerta AND.

Directamente las señales F_A , F_B y F_C son las señales de comando de cada columna del inversor, y por consiguiente serán equivalentes a las tensiones de columna correspondientes. En la Figura 5 se muestran las tensiones de columna V_A y V_B y la tensión de línea V_{AB}

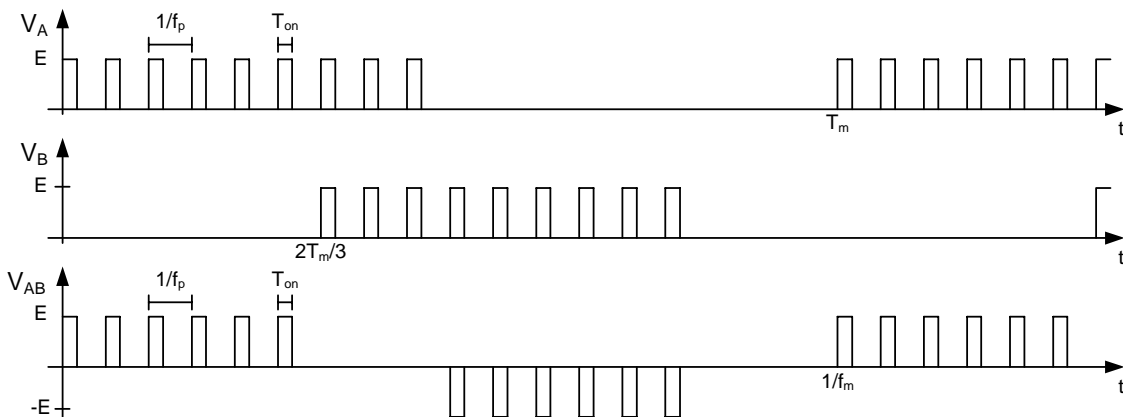


Figura 5 - Tensiones de columna V_A , V_B y de línea V_{AB} del inversor

resultantes. Por simplicidad no se muestran las tensiones de la columna V_C ni las tensiones de línea asociadas. Se deja al lector, el desarrollo de las mismas.

II.3. Sentido de giro

Las señales 1, 2 y 3 pueden cambiar la secuencia de fase mediante la señal S sobre las salidas A, B y C, Figura 6. Esto es:

si $S = 0$ entonces, 1 = A, 2 = B y 3 = C, (secuencia 1-2-3)

si $S = 1$ entonces, 1 = A, 2 = C y 3 = B, (secuencia 1-3-2)

De este modo es posible invertir el sentido de giro del motor.

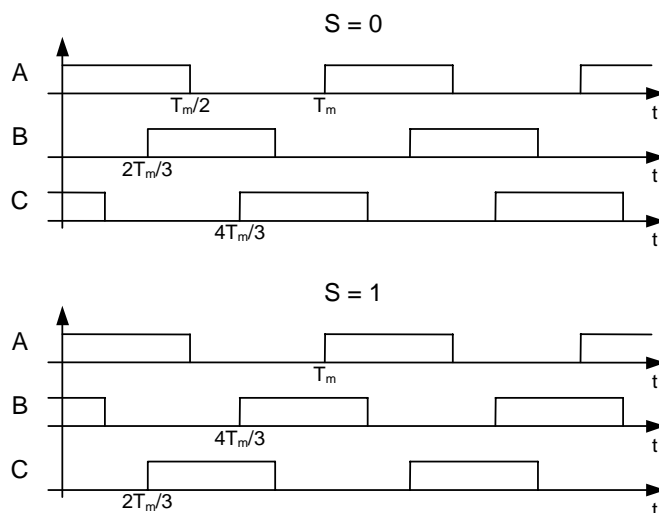


Figura 6 - Salidas del inversor de fases (A, B, C) para ambos valores del signo de la señal de referencia

III. Desarrollo en serie de Fourier de la tensión de línea del inversor

Como se observa de la **Figura 5**, las señales F_A , F_B y F_C , conservan la misma propiedad que la señal F_P . Su ciclo de trabajo es proporcional a la frecuencia f_p . De este modo al cambiar la frecuencia de moduladora modula el ciclo de trabajo de los pulsos de portadora $d = T_{on} \cdot f_p = T_{on} \cdot M \cdot f_m$. Así se modula la amplitud de la componente fundamental de tensión. En esta sección lo que se demuestra que bajo ciertas condiciones es posible encontrar una relación constante entre la componente fundamental y la frecuencia, de la señal moduladora.

III.1. Cálculo de Fourier

Como se sabe la tensión de línea es la suma de dos tensiones de columna adyacentes. En la **Figura 5** se observa que $V_{ab} = V_a - V_b$. De la suma resulta una forma de onda de tensión que contiene pulsos de amplitud E y duración T_{on} , durante un intervalo igual a $\frac{2}{3}\pi$, en cada semi-periodo. Durante el tiempo en que no existen pulsos se aprecia una cancelación exacta entre pulsos de V_a con V_b . Esto se debe a que el número de pulsos de PF entra un número múltiplo de tres en cada semiciclo de la moduladora. De este modo todas las tensiones de línea tendrán la misma forma, desfasadas 120° , conformando un sistema trifásico de tensiones balanceado y equilibrado.

Para el análisis de Fourier partimos de considerar que el número de ciclos completos de portadora que entran en cada semiciclo de la moduladora (o tensión de columna) debe ser entero. Esto significa que la relación $\frac{T_m/2}{T_p}$ debe ser entera. Si además se considera que el

número de ciclos de portadora debe ser entero, en el intervalo de tiempo en que los pulsos están presente en la tensión de línea y siendo $f_p = M \cdot f_m$, entonces:

$$\text{números de ciclos en cada semiciclo de la tensión de línea} = \frac{2 T_m / 2}{3 T_p} = \frac{2 M}{3 \cdot 2} = \frac{M}{3}$$

De esto se desprende que el número de ciclos en cada semiciclo de la tensión de línea sea entero y por lo tanto M debe ser múltiplo de tres. En la Figura 7 se puede observar la forma de onda de una tensión de línea generada por el inversor junto con la señal PF. Por ejemplo para el este caso: $M = 24$, el número de ciclos de PF en un semiciclo de moduladora es 12 y el número de ciclos de PF en cada semiciclo de la tensión de línea es $M/3 = 8$. Por lo tanto teniendo en cuenta todas las consideraciones anteriores, se concluye que para generar un sistema trifásico de tensiones balanceado y equilibrado, M debe ser par y múltiplo de 3 (6, 12, 24, 48, etc).

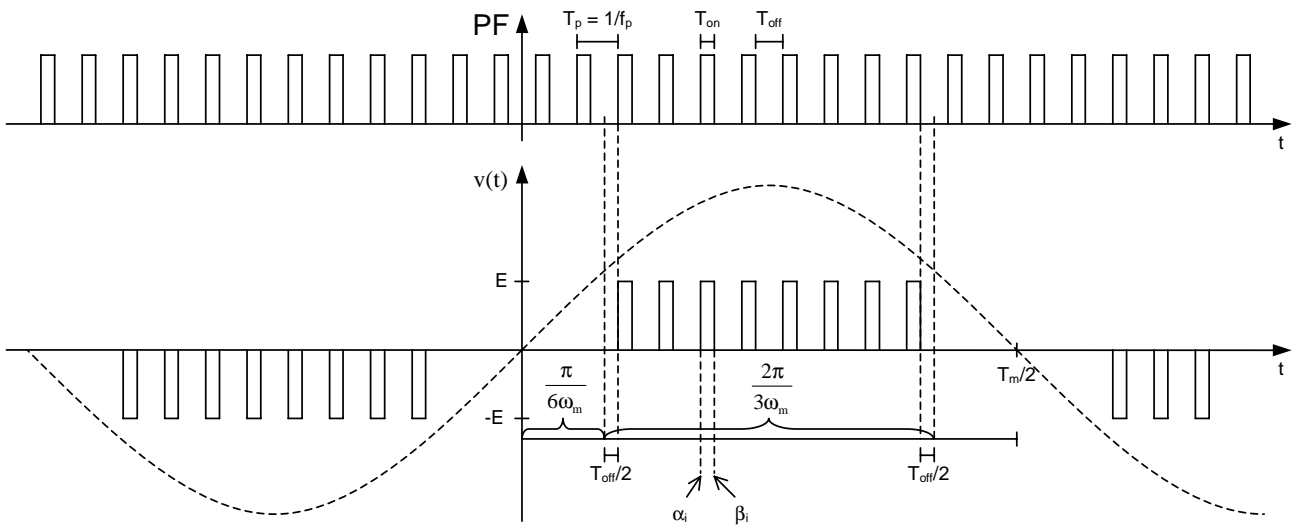


Figura 7 - Tensión de línea del inversor y señal de ancho de pulso fijo PF

Bajo las consideraciones anteriores y mediante el desarrollo de serie de Fourier, sobre una cualquiera de las tensiones de línea, se determinará cual es el contenido armónico de dicha forma de onda y que relación mantiene con la frecuencia de modulación. Para esto se calcularán los coeficientes de la serie de Fourier sobre la forma de onda de la tensión de línea $v(t)$, **Figura 7**. El origen de tiempo se elige de modo tal que la forma de onda sea impar y con simetría de un cuarto de onda. Así la expresión de la serie queda constituida solamente en términos de seno, como sigue

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{sen}(n\omega_m t)$$

Por definición los coeficientes b_n son

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(t) \text{sen}(n\omega_m t) d(\omega_m t) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(t) \text{sen}(n\omega_m t) d(\omega_m t)$$

Dado que $v(t)$ es la suma de pulsos de ancho T_{on} y amplitud E , para un número de pulsos M , b_n toma la forma

$$b_n = \frac{4E}{\pi} \cdot \left(\int_{\alpha_1}^{\beta_1} + \int_{\alpha_2}^{\beta_2} + \int_{\alpha_3}^{\beta_3} + \dots + \int_{\alpha_{M/6}}^{\beta_{M/6}} \right) \text{sen}(n\omega_m t) d(\omega_m t) \quad (1)$$

donde el índice i llega hasta la mitad de pulsos en un semiciclo de $v(t)$ ($M/6$), α_i y β_i son los límites de integración para cada i -ésimo pulso. Observando la **Figura 7**, es posible expresar los

i -ésimos ángulos de integración, límite inferior (α_i) y límite superior (β_i), en función de f_m y T_{on} , de la forma:

$$\alpha_i = \frac{\pi}{6} + \omega_m \left[\frac{T_{off}}{2} + (i-1)(T_{on} + T_{off}) \right] \quad (2)$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{6} + \omega_m \left[\frac{T_{off}}{2} + iT_{on} + (i-1)T_{off} \right] \quad (3)$$

T_p puede escribirse como $T_p = T_{on} + T_{off} = \frac{1}{Mf_m}$, por lo tanto T_{off} es:

$$T_{off} = \frac{1}{Mf_m} - T_{on}$$

Reemplazando T_{off} en (2) y (3), α_i y β_i quedan:

$$\alpha_i = \frac{\pi}{6} + \omega_m \left[(i-1)T_{on} + (i-\frac{1}{2})\left(\frac{1}{Mf_m} - T_{on}\right) \right] = \frac{\pi}{6} + \omega_m \left[(i-\frac{1}{2})\frac{1}{Mf_m} - \frac{T_{on}}{2} \right]$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{6} + \omega_m \left[iT_{on} + (i-\frac{1}{2})\left(\frac{1}{Mf_m} - T_{on}\right) \right] = \frac{\pi}{6} + \omega_m \left[(i-\frac{1}{2})\frac{1}{Mf_m} + \frac{T_{on}}{2} \right]$$

finalmente reemplazando $\omega_m = 2\pi f_m$, α_i y β_i quedan:

$$\alpha_i = \frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M} - \pi f_m T_{on} = \phi_i - \pi f_m T_{on} \quad (4)$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M} + \pi f_m T_{on} = \phi_i + \pi f_m T_{on} \quad (5)$$

Dónde $\phi_i = \frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M}$

Retomando la expresión de los coeficientes b_n (ec. (1)), los coeficientes de la serie de Fourier de $v(t)$ quedan:

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} -\cos(n\omega t) \Big|_{\alpha_i}^{\beta_i},$$

y reemplazando los límites de integración (4) y (5), se obtiene:

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} [\cos(n\alpha_i) - \cos(n\beta_i)] = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} [\cos(n(\phi_i - \pi f_m T_{on})) - \cos(n(\phi_i + \pi f_m T_{on}))]$$

Aplicando identidades trigonométricas del coseno de una suma y coseno de una resta se tiene que:

$$\cos(n(\phi_i - \pi f_m T_{on})) - \cos(n(\phi_i + \pi f_m T_{on})) = [\cos(n\phi_i)\cos(n\pi f_m T_{on}) + \sin(n\phi_i)\sin(n\pi f_m T_{on})] - [\cos(n\phi_i)\cos(n\pi f_m T_{on}) - \sin(n\phi_i)\sin(n\pi f_m T_{on})]$$

y simplificando se llega a:

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} 2 \sin(n\phi_i) \sin(n\pi f_m T_{on})$$

Finalmente la fórmula general de los coeficientes de la serie de Fourier toma la expresión:

$$b_n = \frac{8E}{n\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} \text{sen}\left(n\left[\frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M}\right]\right) \text{sen}(n\pi f_m T_{on})$$

O en forma resumida

$$b_n = K \cdot \text{sen}(n\pi f_m T_{on}) \quad (6)$$

dónde $K = \frac{8E}{n\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} \text{sen}\left(n\left[\frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M}\right]\right)$, es una constante que depende de la tensión del bus de continua E y de M. (6) indica que los coeficientes de cada componente armónica dependen de E, M y una función trigonométrica cuyo argumento es proporcional a la frecuencia moduladora f_m .

Mientras la modulación multipulso esté presente $T_{on} \leq T_p$, por lo tanto se puede expresar que:

$$\pi f_m T_{on} \leq \pi f_m T_p = \frac{\pi f_m}{f_p} = \frac{\pi}{M}$$

Si $f_p \gg f_m$ entonces $M \gg 1$ y esto permite hacer la siguiente aproximación

$$\text{sen}(\pi f_m T_{on}) \cong \pi f_m T_{on}$$

Tomando esta aproximación sobre el coeficiente de la componente fundamental (que corresponde a la componente de frecuencia fundamental de la moduladora) se llega a la siguiente relación:

$$b_1 \cong \frac{8E}{\pi} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M}\right) \pi f_m T_{on}$$

Como f_m es constante sale fuera de la sumatoria y finalmente se puede expresar la relación b_1/f_m de la forma:

$$\frac{b_1}{f_m} \cong 8ET_{on} \sum_{i=1}^{\frac{M}{6}} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + (2i-1)\frac{\pi}{M}\right) = \text{cte} \quad (7)$$

Por lo tanto (7) indica que manteniendo la relación $f_p \gg f_m$ con M y T_{on} fijos, la razón entre la amplitud de la tensión de línea generada y la frecuencia fundamental se mantendrá constante.

Analizando cualitativamente el comportamiento del modulador se puede ver que siendo la cantidad de pulsos por semiciclo de la tensión de línea y el tiempo de cada pulso son fijos, al aumentar la frecuencia de moduladora aumenta el ciclo de trabajo de los pulsos como resultado, aumentará el valor medio por semiciclo de la tensión de línea (los pulsos estarán “más cerca” uno de otro) y por consiguiente aumentará su valor eficaz. Es importante resaltar que la amplitud de todos los armónicos conservan igual relación proporcional con la frecuencia f_m .

III.2 Ejemplo de cálculo

Como ejemplo de variación de V/f constante se toma el caso particular del equipamiento de laboratorio, para el cual se dispone lo siguiente:

$$E \cong 300V$$

$$T_{on} = \frac{1}{f_{P_{MAX}}} = \frac{1}{2400Hz} = 416,67\mu s$$

$$M = 48$$

$$\frac{b_1}{f} = 6.62 \left[\frac{\text{V}}{\text{Hz}} \right] \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{para } f = 10 \text{ Hz} \quad b_1 = 66.2\text{V} \\ \text{para } f = 20 \text{ Hz} \quad b_1 = 132.4\text{V} \\ \text{para } f = 30 \text{ Hz} \quad b_1 = 198.6\text{V} \\ \text{para } f = 40 \text{ Hz} \quad b_1 = 264.8\text{V} \\ \text{para } f = 50 \text{ Hz} \quad b_1 = 331\text{V} \end{array} \right.$$

IV. Operación del modulador a velocidades por encima de la nominal del motor y a muy bajas velocidades.

Durante la descripción del modulador, se consideró su operación en un rango de velocidades por debajo de la nominal y hasta velocidades no muy bajas. Se describirá en lo que sigue como opera el modulador para frecuencias de excitación por encima de la nominal del motor y para frecuencias muy bajas.

Dada las características de funcionamiento del motor de inducción, es posible aumentar la velocidad del mismo por encima de la nominal. Para ello se debe mantener la tensión de alimentación en el valor nominal, aumentando sólo la frecuencia de excitación. Este modo de operación se realiza a potencia constante [1] a [5].

Cuando es necesario elevar la velocidad, se incrementa la referencia R (Figura 1) y así crece f_p y por consiguiente f_m . Como se presentó en el análisis de la sección anterior, el aumento de la frecuencia de portadora también aumentaría la amplitud de la fundamental de la moduladora, pero esto se auto limita cuando $T_p = T_{on}$. En este caso la amplitud de la fundamental alcanza su valor máximo correspondiente al caso de un inversor de 6 pulsos, aunque f_p y f_m crezcan. En estas condición las salidas del multiplicador serán señales de onda cuadrada de frecuencia f_m , es decir que las salidas F_A , F_B y F_C serán iguales a sus entradas A, B y C, respectivamente. La tensión de línea será un monopolso de 120° y por lo tanto el valor pico de la tensión de línea fundamental llegará a su valor máximo $\sqrt{6}E/\pi$. Para alcanzar el límite de tensión igual al valor de tensión nominal del motor, a la frecuencia nominal de modulación de 50 Hz, se deberá ajustar el T_{on} del modulador. Así cuando la frecuencia de portadora aumente por encima de $1/T_{on}$, se ingresará a la zona de control por potencia constante.

Cuando es deseable trabajar a muy bajas velocidades, mantener la relación de tensión a frecuencia constante e igual a los valores nominales, debilita fuertemente la cupla motora. La razón es que el flujo en el entrehierro se debilita muchísimo comparado con el obtenido en las cercanías del punto nominal de operación, debido a la caída de tensión sobre los componentes parásitos del estator [1] a [5]. Por esta razón es necesario sumar sobre la tensión una cantidad extra que compense la caída de tensión sobre los componentes del estator. El modo de agregar una tensión adicional con el modulador es incrementando el tiempo T_{on} para bajas frecuencias de modulación.

Referencias

- [1] B.K.Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 1986.
- [2] N.Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", 2nd Ed., John Wiley, 1995.
- [3] N. Mohan, "Electric Drives: An Integrative Approach", MNPERE, 2001.
- [4] J.M.D.Murphy, F.G.Turnbull, "Power Electronics Control of AC Motors", Pergamon Press, 1988.
- [5] M.H. Rashid, "Electónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones", 2da Ed., Prentice Hall Hispanoamerica, 1995.
- [6] Alecop, "Máquinas Asíncronas, CMA200, Manual de Prácticas".