

SISTEMA DE MODULACION DE ANCHO DE IMPULSO PARA EL CONTROL DE
POTENCIA ALTERNA MONOFASICA

Ings. María I. Valla y Claudio Rivetta

Laboratorio de Electrónica Industrial Control e
Instrumentación, Universidad Nacional de La Plata

RESUMEN

La modulación de ancho de impulsos (PWM) es ampliamente utilizada en el control de inversores. El principal objetivo es lograr una tensión senoidal de salida con mínima distorsión armónica.

En el presente trabajo se describe un inversor monofásico de simple implementación, cuyo control presenta la característica inherente de mantener la relación de tensión a frecuencia fundamental de salida (V/f) constante y un mínimo contenido armónico espúreo en un amplio rango de frecuencia de referencia. Esta modulación tiende suavemente a una onda cuadrada para un mejor aprovechamiento de la fuente de energía de corriente continua en la zona de alta frecuencia. La etapa de potencia de este sistema fue desarrollada utilizando transistores MOS de estructura celular y diodos ultra-rápidos permitiendo utilizar una alta frecuencia portadora.

INTRODUCCION

Los inversores de potencia han recibido gran atención en los últimos tiempos en aplicaciones tales como fuentes ininterrumpibles de energía (UPS) y control de velocidad de motores de corriente alterna.

Diversas técnicas de modulación por ancho de impulso (PWM) han sido desarrolladas tanto para el control de la tensión fundamental de salida, como para reducir el contenido armónico. Entre ellas, las más difundidas son la modulación senoidal [1] y la de programación de los ángulos de transición [2].

Otra técnica de modulación denominada de control por realimentación, consiste básicamente en comparar una muestra filtrada de los impulsos modulados de salida con una onda senoidal de referencia a través de un dispositivo con histéresis. La señal de realimentación puede obtenerse a través de: 1) la transferencia tensión a corriente de la carga [3][4][5], 2) la transferencia del filtro de salida del inversor en el caso de UPS [6][7], 3) un circuito integrador [8].

La última alternativa presenta la característica inherente de mantener la relación de tensión a frecuencia constante en un amplio rango de frecuencia de referencia. Además permite conjugar una modulación de ancho de impulso en el rango de baja frecuencia con una suave transición a onda cuadrada en el rango de alta frecuencia, lo cual lo hace interesante para el control de velocidad de motores de C.A.

Este simple sistema de modulación es empleado en la generación de la señal de control de un inversor monofásico, cuyas llaves de potencia son desarrolladas con transistores MOS de estructura celular y

diodos ultra-rápidos, lo que permite elevar la frecuencia portadora y utilizar circuitos simples de excitación. En el presente trabajo se describe este sistema inversor de sencilla implementación apto para aplicaciones de baja potencia.

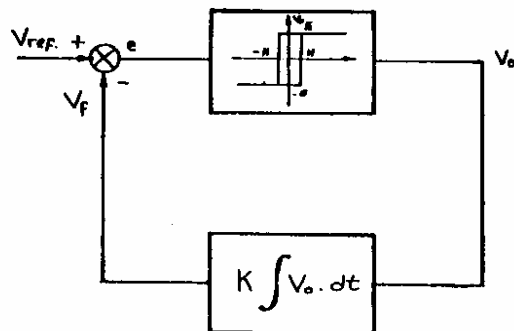


Fig. 1: Modulador Delta.

1- GENERACION DE LA SENAL DE CONTROL

.) Modulación Delta [8]

En la figura 1 se muestra el diagrama en bloques de la modulación delta. El esquema indicado es básicamente un oscilador forzado, pues existen ciclos límites en ausencia de señal de referencia. Analizando este sistema de primer orden por el método del plano de fase [9], si $V_{ref}(t) = 0$, se pueden plantear las siguientes ecuaciones:

$$V_f = K \int V_o(t) dt \quad (1)$$

$$e = V_{ref} - V_f \quad (2)$$

$$V_o = G(e) \quad (3)$$

donde G es una función multiforme correspondiente a un comparador con histéresis. Definiendo las variables x y x' para la abscisa y ordenada del plano de fase, respectivamente como:

$$V_o = x'$$

$$V_f = K \cdot x$$

de las ecuaciones 2 y 3 se obtiene:

$$e = -K \cdot x$$

$$x' = G(-K \cdot x) \quad (4)$$

si se grafica la ecuación 4 como se indica en la figura 2, se observa que existe un

ciclo límite. Esto significa que el sistema oscila con un período T igual al tiempo que emplea un punto representativo del plano de fase en recorrer dicho ciclo. El período T resulta igual a:

$$T = \frac{4 \cdot H}{K \cdot E} \quad (5)$$

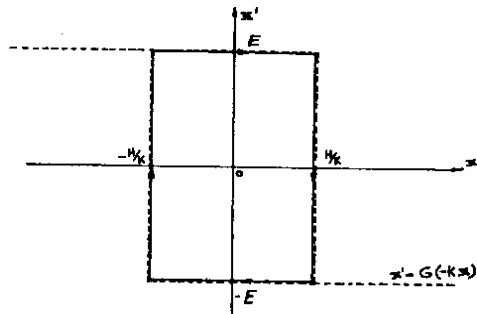


Fig. 2: Ciclo Límite cuando Vref=0.

Cuando se aplica una señal de referencia variable en el tiempo, Vref(t), se puede suponer que el punto central del ciclo O, se desplaza temporalmente en el eje de abscisas siguiendo una determinada ley. Por lo tanto se considera que el punto representativo describe su trayectoria en el ciclo límite, mientras el centro se mueve sobre el eje horizontal a una velocidad $(1/k) \cdot dV_{ref}(t)/dt$. De acuerdo a lo dicho, en la figura 3 se muestra la gráfica en el plano de fase de un ciclo límite para el caso en que la velocidad de desplazamiento del punto representativo (x'), sea mayor que la velocidad $(1/k) \cdot dV_{ref}(t)/dt$.

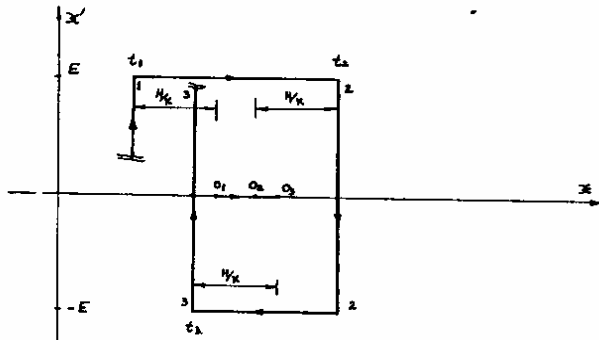


Fig. 3: Ciclo Límite cuando Vref. varia en el tiempo

En el instante de transición de velocidad $t=t_1$, el punto representativo tiene una diferencia de abscisa con respecto al centro O1 igual a H/K . Con el transcurso del tiempo dicha diferencia comienza a disminuir, pues la velocidad de desplazamiento del punto representativo es mayor que la del centro, de modo tal que en el instante t_2 , cuando este último ocupa la posición O2, se produce una nueva transición de velocidad, pues la diferencia de abscisas entre ambos es nuevamente igual a H/K . En estas condiciones, los puntos considerados se desplazan en sentido contrario hasta el instante $t=t_3$ en el que el centro O3 adelanta respecto del punto representativo

en una distancia H/K , completándose así el período con una nueva transición.

Si se denomina ΔT^+ al intervalo de tiempo en que la ordenada es positiva ($\Delta T^+ = t_2 - t_1$) se puede plantear:

$$x(t_2) - x(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} x'(t) \cdot dt \quad (6)$$

$$E \cdot \Delta T^+ = \frac{2 \cdot H}{K} + \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{K} \cdot \frac{dV_{ref}(t)}{dt} \cdot dt$$

Del mismo modo en el intervalo ΔT^- en que la ordenada x' es negativa ($\Delta T^- = t_3 - t_2$) se puede poner:

$$|x(t_3) - x(t_2)| = \left| \int_{t_2}^{t_3} x'(t) \cdot dt \right| \quad (7)$$

$$E \cdot \Delta T^- = \frac{2 \cdot H}{K} - \int_{t_2}^{t_3} \frac{1}{K} \cdot \frac{dV_{ref}(t)}{dt} \cdot dt$$

En particular si $V_{ref}(t) = V \sin \omega_r t$ y la pulsación ω_r es suficientemente baja como para considerar $dV_{ref}(t)/dt = cte.$ en las expresiones 6 y 7 resultan:

$$\Delta T^+ = \frac{2 \cdot H}{K \left(E - \frac{\omega_r \cdot V}{K} \cos \omega_r t \right)} \quad (8)$$

$$\Delta T^- = \frac{2 \cdot H}{K \left(E + \frac{\omega_r \cdot V}{K} \cos \omega_r t \right)}$$

Estas ecuaciones ponen de manifiesto la proporcionalidad entre el ancho de los impulsos y la señal de referencia, resultando un tren de impulsos modulado tal como se mostrado en la figura 4, en la cual se detallan además las formas de onda en los distintos puntos del modulador.

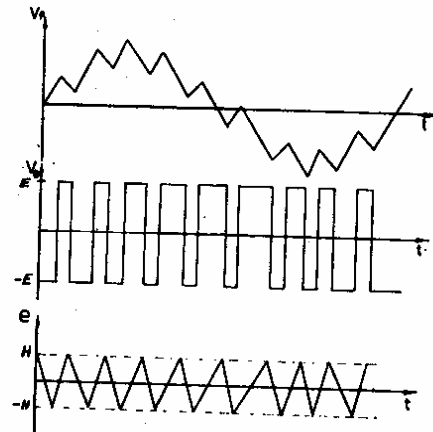


Fig. 4: Formas de onda de la modulación Delta.

Dado que el error esta inscripto en el ancho de la histéresis, y éste es mucho menor que la señal de referencia, se puede plantear la siguiente relación:

$$V_{ref} = V_{f1} \quad (9)$$

donde V_{f1} es el primer armónico de la señal realimentada. Como V_f es la señal integrada de la onda de salida, el n-ésimo armónico

esta dado por la expresión:

$$V_{fn}(t) = K \int V_{on} dt$$

$$|V_{fn}(t)| = K \frac{|V_{on}(t)|}{\omega_{rn}} = \frac{K \cdot |V_{on}(t)|}{n \cdot \omega_r} \quad (10)$$

En particular para el primer armónico igualando 9 y 10 se obtiene:

$$\frac{|V_{of}|}{\omega_r} = \frac{V_{ref}}{K} \quad (11)$$

Dicha expresión indica que la relación tensión fundamental de salida a frecuencia se mantiene constante en todo el rango donde la expresión 9 es válida. Dado que la tensión fundamental de salida no puede crecer indefinidamente, sino que está acotada por un valor máximo $(4/\pi) \cdot V_{sat}$, correspondiente al de una onda cuadrada, la magnitud de la tensión fundamental crecerá tendiendo asintóticamente a este valor. Ello determina que la señal de PWM de salida comience a ensanchar los impulsos, cuando la frecuencia de referencia aumenta, tendiendo suavemente a una onda cuadrada.

Esta característica comienza a manifestarse cuando la pendiente instantánea de la señal de referencia se hace aproximadamente igual a la de las rampas que aproximan la señal realimentada; en tal caso la aproximación efectuada en la ecuación 8 no es válida y las igualdades 6 y 7 se satisfacen únicamente si los intervalos de integración ΔT^+ y ΔT^- se extienden.

La relación entre la tensión fundamental de salida y la frecuencia de referencia obtenida experimentalmente, puede observarse en la figura 5.

Esta característica necesaria para excitar correctamente un motor de corriente alterna, se logra variando solo la frecuencia de la señal de referencia. La amplitud de la misma puede disponerse para otros controles por ej: compensar las pérdidas resistivas en el estator de motores de c.a. en baja frecuencia.

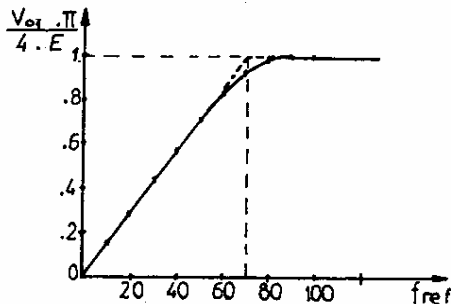


Fig.5: tensión fundamental versus frecuencia de referencia

... Implementación

La etapa de control del inversor consta del modulador y los preexcitadores que adecúan las señales que accionan las llaves de potencia. Como el inversor requiere dos señales desfasadas entre sí 180° , pues su configuración es puente, se disponen dos preexcitadores para comandar los dispositi-

vos de potencia. El circuito correspondiente a uno de ellos se indica en la figura 6

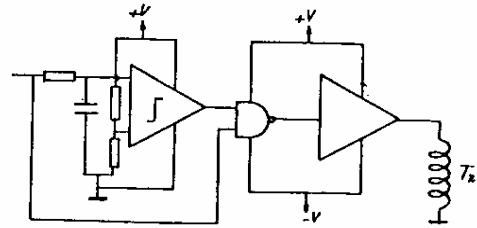


Fig.6: Circuito preexcitador.

Las transiciones positivas de la señal de PWM encargadas de cerrar las llaves de potencia son retardadas, por la red RC, el circuito comparador y la compuerta NAND con el objeto de evitar el cortocircuito en la columna del inversor. Esta compuerta también es la encargada de generar una onda bipolar, la cual amplificada excita al transformador de acoplamiento T2 con una baja impedancia de salida.

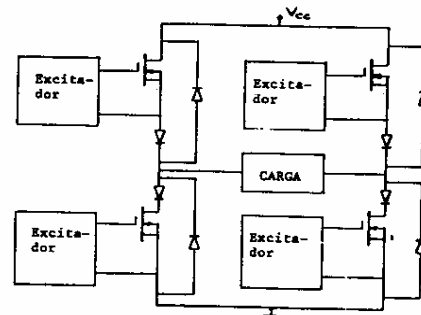


Fig.7: Etapa de potencia.

2- ETAPA DE POTENCIA

El circuito utilizado en la etapa de potencia se indicada en la figura 7. Se han empleado transistores MOS de estructura celular y diodos ultra-rápidos como llaves de potencia, dado que los tiempos de conmutación de los diodos de rueda libre incorporados a los dispositivos MOS no son tan breves como los del propio transistor. Por lo tanto es necesario anular éstos y disponer diodos ultra-rápidos para limitar el pico de la corriente de recuperación inversa y lograr que la velocidad de conmutación sea elevada, de modo de poder utilizar una alta frecuencia portadora. [10]

Como los transistores MOS requieren baja energía de excitación se emplea un circuito de accionamiento flotante. Este está compuesto por una fuente de baja potencia y llaves analógicas acopladas por un transformador de pulsos a la etapa de control, tal como se indica en la figura 8 [11]. El transformador T1 acopla un oscilador senoidal de alta frecuencia con un rectificador de onda completa de modo de obtener una fuente flotante de corriente continua, que excita al transistor MOS de potencia a través de las llaves analógicas comandadas desde la etapa de control por el transformador T2.

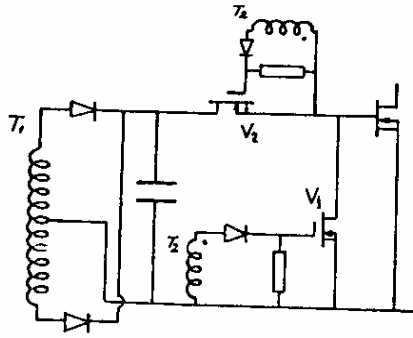


Fig. 8: Circuito excitador.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección se muestran los resultados experimentales obtenidos de un prototipo desarrollado de modo de tener una onda cuadrada a una frecuencia de 76 Hz. En las figuras 9 y 10 se indican los espectros frecuenciales del sistema medidos con un analizador de espectros HP3585B.

La figura 11 muestra las ondas de tensión y corriente en una de las columnas del puente. Las Fig. 12 y 13 ofrecen una vista parcial de las mismas ondas durante la conmutación tanto para la apertura como el cierre de las llaves.

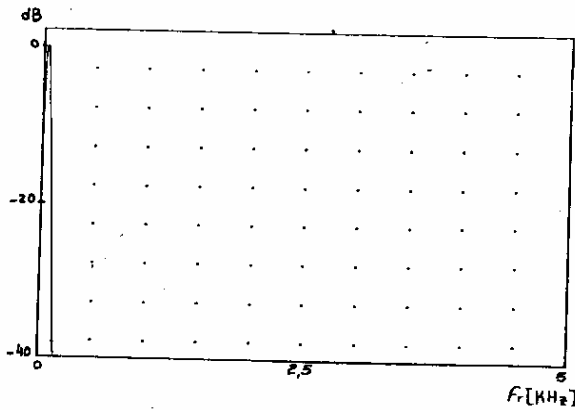


Fig. 9: Espectro frecuencial $f_r=20\text{Hz}$.

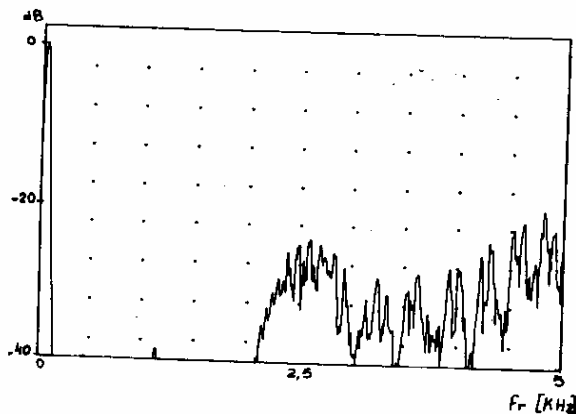


Fig. 10: Espectro frecuencial $f_r=50\text{Hz}$.

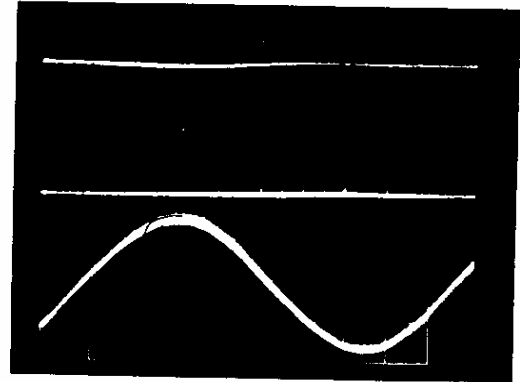


Fig. 11: Tensión y corriente de salida del inversor. Esc.V=100v/div. Esc.I=2A/div. $f_r=40\text{ Hz}$.

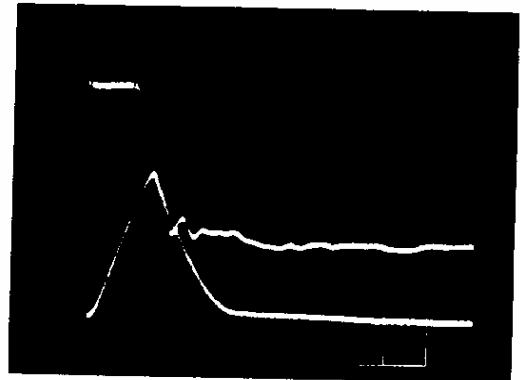


Fig. 12: Tensión y corriente en la saturación del FET. Esc.V=50V/div. Esc.I=1A/div. Esc.t=50nseg/div.

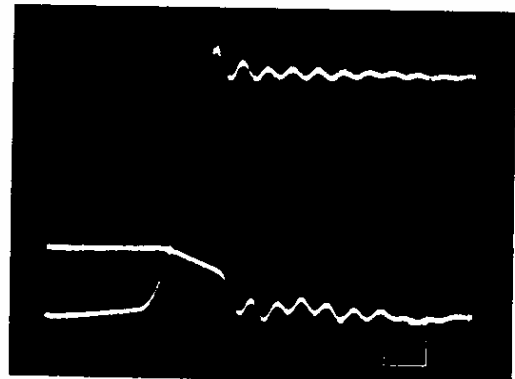


Fig. 13: tensión y corriente en el corte del FET. Escalas Idem. anterior.

CONCLUSION

Se ha puesto de manifiesto que la inclusión de transistores MOSFET de potencia y diodos ultra-rápidos como llaves de potencia, al dar lugar a mayores frecuencias de conmutación, permite el empleo de estrategias de control muy simples.

En particular, se ha analizado la aplicación de la modulación delta en la generación de la señal de PWM Dada su

pureza espectral es posible utilizar esta implementación como circuito inversor en UPS.

Este control, también, es capaz de entregar un tren de impulsos con muy baja distorsión armónica en el rango de baja frecuencia y ofrecer una suave transición a onda cuadrada en alta frecuencia, lo cual lo hace apto para variar la velocidad de rotación de motores de corriente alterna en un amplio rango.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la valiosa colaboración prestada por el Director del Laboratorio Ing. Carlos F. Christiansen, así como también al Sr. Sergio Rodríguez.

REFERENCIAS

- 1- Bowes, S.R.; Bird, B.M.: "Novel Approach to the Analysis and Synthesis of Modulation Processes in Power Converters". Proc. IEEE. Vol 122, pág. 507-513, mayo 1975
- 2- Buja, G.S. e Indri, G.B.: "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors" IEEE Trans. IA-13, pág. 38-44, enero 1977
- 3- Brod P.M.; Novotny D.W.: "Current Control of VSI-PWM Inverters" IEEE Trans. IA-21 N°3, pág 562-570, junio 1985
- 4- Mc Murray W.: "Modulation of the Chopping frequency in DC Choppers and PWM Inverters having Current-Hysteresis Controllers" IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-20 N°4 pág. 763-768
- 5- Palaniappan R. G.; Vithayathil S.: "A Control Strategy of Reference Wave Adaptive Current Generation", IEEE Trans. on Ind. Electr. & Contr. Inst. IECI-27 N°2 pág. 92-96
- 6- Kernick A.; Stechschulte D.L.; Shireman : "Static Inverters With Synchronous Output Waveform Synthesized by Time Optimal Response Feedback", IEEE Trans. Ind. & Contr. Instr. IECI-24 N°4, pág 297-305.
- 7- Kawamura A.; Hoft R.: "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverters with Adaptive Hysteresis", IEEE Trans. on Ind. Appl. IA-20 N°4, pág 769-775
- 8- Ziogas P.D.: "The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters", IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-17 N°2, pág. 199-201
- 9- Andronow A.A.; Chairkin C.E.: "Theory of Oscillation" Princenton New Jersey Ed. 1953
- 10- Pelli B.R.; Fragale B.; Wilson T.G.: "The HEXFETs Integral Reverse Rectifier- A Hidden Bonus for the Circuit Designer". International Rectifier AN 934
- 11- Christiansen C.; Valla M.; Martínez N.: "Wideband Drive for Power MOSFETs", Int. J. Electr., vol 56, pág 429-431, 1984

BIOGRAFIA

MARIA INES VALLA: Se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en 1980. Desde su graduación trabajó en el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) en el Dto. de Electrotecnia Fac de Ingeniería de la UNLP en temas de control de potencia, especialmente convertidores de CC-CA. Actualmente es Jefa de Trabajos Prácticos del Dto. de Electrotecnia Fac. de Ingeniería e Investigadora Asistente del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas.

CLAUDIO H. RIVETTA: Se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en 1984. Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI). Actualmente es Ayudante Diplomado del Dto. de Electrotecnia y Becario de Perfeccionamiento de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires (CICpBA)