

CAPÍTULO 5. ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN

PARA REDUCCIÓN DE PERTURBACIONES

En los Capítulos anteriores se ha desarrollado y validado experimentalmente la metodología de simulación propuesta sobre un equipo monofásico. En este Capítulo se aplica esta metodología a un caso de gran implantación en la industria: el accionamiento de un motor eléctrico de jaula de ardilla con un inversor trifásico. Concretamente, el estudio se centrará en las corrientes de modo común que se propagan hacia el lado de la carga (el motor en este caso). Estas corrientes son la causa de diversos efectos no deseados, entre los que cabe destacar las interferencias con otros equipos por acoplamiento de campo próximo, el deterioro prematuro de los cojinetes de la máquina y el fallo en los aislantes de la máquina [62] [63] [64]. Por lo tanto, la reducción de estas corrientes es un aspecto importante desde el punto de vista de la aplicación industrial.

En el Apartado 5.1, que ha sido desarrollado en colaboración con mis compañeros A. Arias y J. Llaquet, se presenta un estudio experimental del efecto sobre dichas corrientes de dos tipos de modulaciones. Después se intentará reproducir estos resultados aplicando la metodología de simulación propuesta. Este es precisamente el contenido del Apartado 5.2.

5.1.- TÉCNICAS DE MODULACIÓN

En este Apartado se presenta un estudio experimental de la influencia de las técnicas de modulación sobre las perturbaciones conducidas que se propagan hacia el lado de la carga y que pueden afectar a otros equipos por un acoplamiento de impedancia común o por el mecanismo conocido como diafonía. En concreto se desarrolla aquí el punto b) descrito en el Apartado 1.2.1, que hace referencia al efecto sobre las EMI de los parámetros de control.

Concretamente se han estudiado dos tipos de modulaciones: la vectorial clásica y una modulación orientada a la eliminación de las corrientes de modo común en la carga. Ambas modulaciones han sido programadas haciendo uso del Algoritmo de Arrastre de Error, AAE.

A continuación se describe la planta experimental utilizada para llevar a cabo el estudio y se describe el AAE y sus efectos sobre las perturbaciones. Después se describen las dos modulaciones anteriormente mencionadas y se presentan los resultados experimentales obtenidos. Finalmente se aplica la metodología desarrollada en el Capítulo 3 a las dos modulaciones y se comparan los resultados obtenidos por simulación con los experimentales.

Para llevar a cabo este estudio se ha utilizado como planta experimental el inversor trifásico descrito en el Capítulo 1 alimentado de red a través de una red artificial. El inversor era

controlado por un DSP TMS320C32 y accionaba un motor de jaula de ardilla cuya carga podía ser controlada con la ayuda de un freno basado en una máquina de continua funcionando como generador. El conjunto, cuyo esquema aparece en la Figura 5.1, se situó sobre un plano equipotencial de aluminio que estaba conectado al punto medio de la red artificial y al conductor de protección.

Aunque el objetivo no era medir perturbaciones en el lado de red se utilizó una red artificial para asegurar una mejor repetibilidad de las medidas y obtener un cierto aislamiento de las perturbaciones presentes en la red. Por otra parte, puesto que cualquier cambio en la configuración de la planta experimental afecta al valor de las capacidades parásitas que definen el camino de propagación de las corrientes en MC, se ha prestado especial atención para mantener inalterada la configuración del sistema. El punto medio del bus de continua será designado como *M*, el neutro del sistema trifásico de salida será *n*, mientras que los puntos medios de las ramas del inversor (salidas del inversor) se designarán como *a*, *b* y *c*.

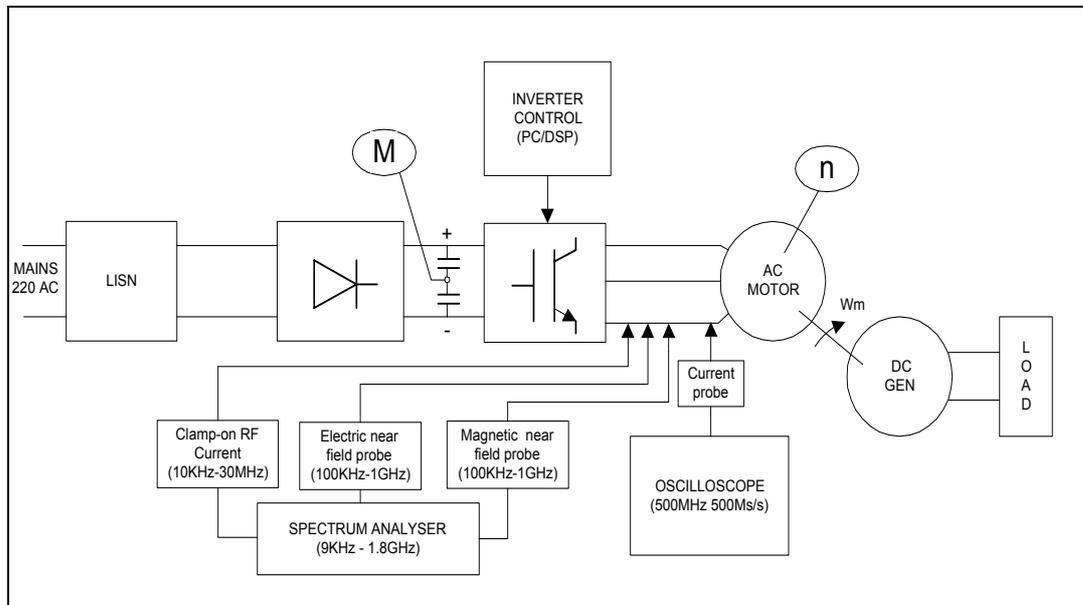


Fig. 5.1 Esquema de la planta experimental

En un sistema como el anteriormente descrito, que pretende ser representativo de la mayoría de accionamientos utilizados en la industria, la circulación de corrientes en MC a través de la carga viene determinada por los siguientes factores:

- la fuente de perturbación. Se ha considerado como fuente principal de perturbación la tensión entre los puntos *M* y *n* anteriormente mencionados, V_{Mn} . El tipo de modulación empleada determinará tanto la magnitud como la forma de onda de esta tensión.
- el camino de propagación, que viene determinado por las impedancias parásitas entre los conductores activos del sistema y el retorno. La excitación de estas impedancias parásitas por la fuente V_{Mn} determinará la magnitud de las corrientes circulantes en MC.

Si aceptamos que el principal mecanismo de acoplamiento es el capacitivo, las corrientes circulantes en MC responderán a la expresión:

$$i_{MC} = C \frac{dV}{dt} \quad (5.1)$$

De la anterior expresión se deduce que lo que actuará realmente como fuente de perturbaciones son las variaciones en la tensión V_{Mn} . Aquella modulación que minimice el número y magnitud de la variación en esta tensión será tanto mejor desde el punto de vista de la reducción de este tipo de perturbaciones.

Las magnitudes que fueron consideradas como representativas de la bondad de la modulación empleada fueron la tasa de distorsión armónica, THD, de la corriente de fase en la salida del inversor y la corriente en modo común en el lado de la carga. Estas dos magnitudes tienen un interés especial por las siguientes razones:

- el THD de la corriente de salida es una medida de la bondad de la modulación. No debe olvidarse que, en general, el objetivo del inversor es generar una onda de tensión lo más libre posible de armónicos. Si bien este es un parámetro interesante desde el punto de vista de los armónicos, no es relevante desde el punto de vista de las perturbaciones EMI de baja frecuencia (Banda A), por lo que no se hará mención del mismo en el presente estudio.
- la circulación de corrientes en modo común a través de las capacidades parásitas puede tener diversos efectos indeseados: fallo en los dieléctricos del motor, disparo espúreo de interruptores diferenciales, etc. Tampoco es extraño que la distancia entre el inversor y el motor sea considerable y que el conductor de conexión, aunque apantallado, pueda tener un recorrido paralelo a otras líneas "víctima", como pueden ser señales de control de proceso, I/O de PLC's, sensores, no despreciable. En esta situación el principal mecanismo de acoplamiento es por el campo próximo generado por las corrientes en modo común.

El estudio se ha centrado en el modulador puesto que es el bloque funcional encargado de generar las señales de disparo de los interruptores a partir de las consignas generadas por el control. Como ya se ha comentado con anterioridad, el origen de las perturbaciones está relacionado con las conmutaciones del convertidor y éstas son responsabilidad del modulador. Dicho de otro modo, un mismo algoritmo de control puede dar lugar a perturbaciones diferentes si la técnica de modulación es diferente. Por lo tanto, el aspecto del control que realmente tendrá influencia sobre las perturbaciones es la técnica de modulación empleada.

5.1.1.- Algoritmo de arrastre de error AAE

Las dos modulaciones que se han estudiado se programaron con el Algoritmo de Arrastre de Error, AAE. El objetivo de este algoritmo es compensar el efecto de los retardos propios del sistema ondulator sobre el valor de la tensión de salida, reduciendo la distorsión a baja frecuencia y mejorando el THD [59].

Efectivamente, desde que un pulso es enviado desde el control hasta que éste se vea reflejado en la parte de potencia transcurre un cierto tiempo. Este retardo intrínseco del sistema viene determinado por diversos factores: la velocidad de conmutación de los interruptores y de los drivers y, principalmente, por el retardo de seguridad impuesto para evitar la conducción simultánea de los dos interruptores de una misma rama.

Este retardo hace que los pulsos generados por el control que tengan una duración inferior a cierto umbral, al que denominaremos T_{min} , no tendrán reflejo en la parte de potencia. Por lo tanto habrá un cierto número de pulsos que, si bien son enviados por el control, no aparecen en la parte de potencia. La pérdida de estos pulsos tiene como consecuencia un deterioro de la onda de salida generada por el inversor.

El algoritmo de arrastre de error pretende mitigar el efecto de este retardo sobre las prestaciones del inversor. La idea de este algoritmo es la siguiente: los pulsos cuya duración no supere el umbral T_{min} no son enviados al inversor y son acumulados en un contador. Cuando el valor de la suma de las duraciones de los estados no enviados supera el valor T_{min} , el contenido del acumulador es sumado al pulso en curso y enviado al inversor. Por supuesto, el contador se reinicializa una vez que se haya enviado un pulso. De esta forma se asegura que se conserve el valor medio de la salida puesto que no se pierde ningún pulso.

En la Figura 5.2 se ilustra la idea del algoritmo de arrastre de error. En ella se representan sucesivamente un tren de pulsos generados por el control y lo que aparece en la parte de potencia sin y con el algoritmo de arrastre de error. También se muestra la evolución del contador de almacenamiento.

El primer impulso, de duración $t1$, tiene una duración superior a T_{min} , por lo que aparece en la parte de potencia sin problemas. El segundo pulso, de duración $t2$, tiene una duración inferior a T_{min} , por lo que no aparecerá en la parte de potencia. Lo mismo ocurre con el tercer pulso, de duración $t3$. En el caso de no utilizar el algoritmo de arrastre de error, estos pulsos se habrían perdido definitivamente. Pero si utilizamos el AAE en el contador tendremos almacenado $t2+t3$. Aceptemos que se cumpla que $t2+t3 \geq T_{min}$. Entonces este valor será añadido al siguiente pulso, originariamente de duración $t4$, aunque éste sea de duración inferior a T_{min} . En ese instante el contador se reinicializa a cero. Como se puede observar, en el caso de no utilizar el AAE se

han perdido tres pulsos y, en consecuencia, la señal que se obtiene en la parte de potencia difiere de la que ha intentado imponer el control. Sin embargo, al utilizar el algoritmo de compensación, el área encerrada por los pulsos del control y los que aparecen en la parte de potencia es la misma, aunque los pulsos no hayan aparecido en la misma secuencia. Cabe destacar que la utilización de este algoritmo no requiere de ningún hardware adicional ni penaliza al control con una carga computacional excesiva.

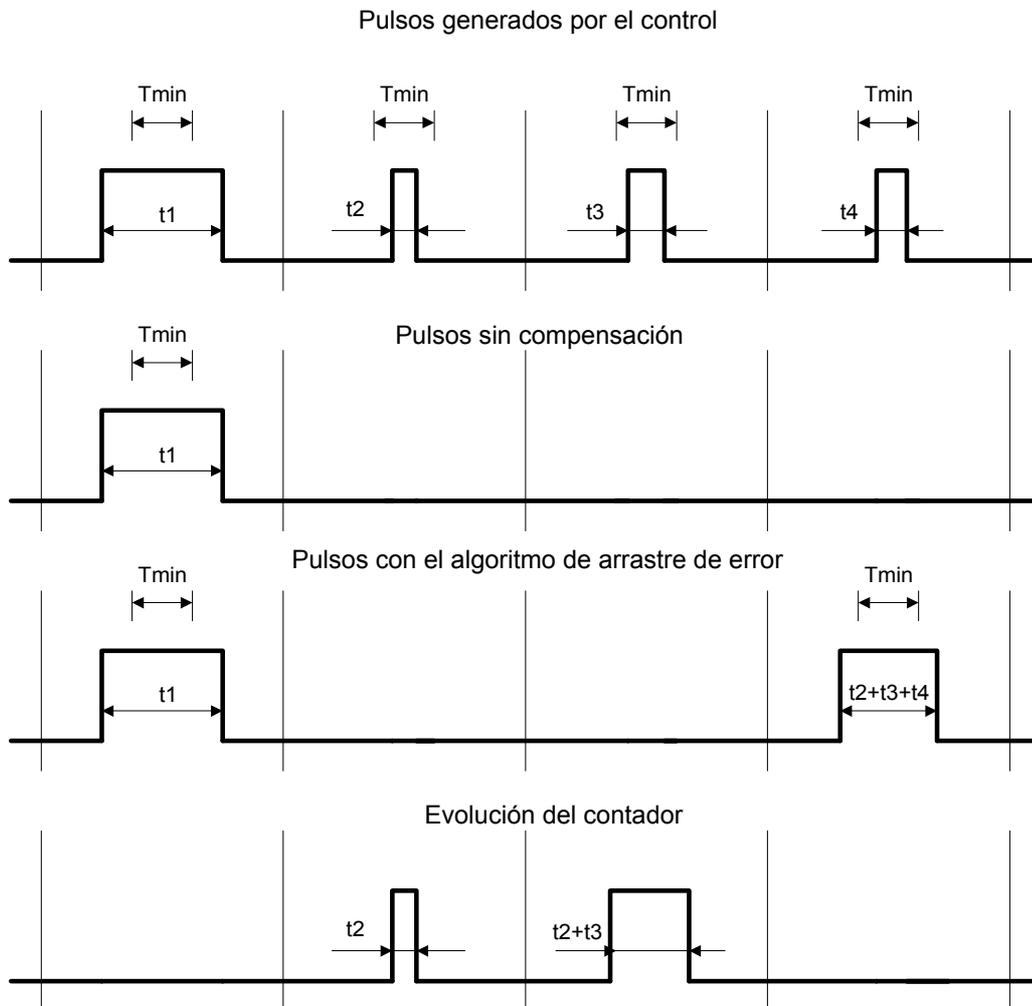


Fig. 5.2 Algoritmo de arrastre de error

5.1.1.1.- Resultados experimentales

Para evaluar la influencia del AAE sobre las perturbaciones se llevaron a cabo diversos experimentos aplicando dicho algoritmo a una modulación vectorial clásica como la descrita en el Apartado 5.1.2. El efecto del AAE sobre las perturbaciones conducidas viene determinado por los valores de los parámetros T_z y T_{min} . El parámetro T_z es el que define la resolución temporal de la discretización. Es el tiempo que dura un estado del inversor. Para estudiar su influencia sobre las perturbaciones conducidas hacia la carga se han llevado a cabo una serie de medidas sobre la planta experimental descrita con anterioridad para diferentes valores de los parámetros T_z y T_{min} . Concretamente se hizo un barrido para los valores de T_z desde $70\mu\text{s}$

hasta 500 μs , para dos valores de T_{min} : 5 μs y 10 μs . El valor de $T_{min}=5 \mu\text{s}$ compensa exactamente el retardo propio de la planta experimental. Todas las medidas fueron realizadas para diferentes valores de corriente de carga en el motor. Para simplificar la exposición sólo se muestran los resultados para la corriente nominal del motor y para los valores de T_z de 70 μs y 300 μs . Cabe señalar que los resultados obtenidos en todos los casos son perfectamente coherentes. El valor de T_z define la frecuencia de conmutación de una rama del inversor, f_r , de forma que para la modulación vectorial clásica:

$$f_r = \frac{1}{2T_z} \quad (5.2)$$

Puesto que la corriente de salida en una de las fases del inversor es la composición de la conmutación de las 3 ramas del puente, la frecuencia de conmutación observada en la corriente de salida, f_s , será:

$$f_s = \frac{3}{2T_z} \quad (5.3)$$

Por lo tanto, para los valores de T_z seleccionados resultan las frecuencias que aparecen en la Tabla 5.1

TABLA 5.1

T_z [μs]	f_r [kHz]	f_s [kHz]
70	7,14	21,43
300	1,66	5

5.1.1.2.- Influencia del parámetro T_z

En la Figura 5.3 se muestra el espectro de la corriente en modo común a la salida del inversor para T_{min} igual a 5 μs y T_z igual a 70 μs y 300 μs respectivamente.

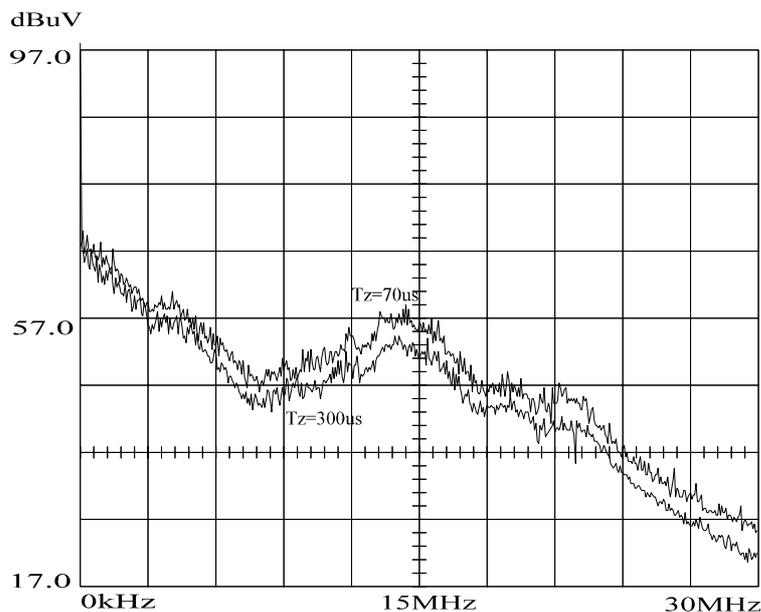


Fig. 5.3 Espectros de la corriente en MC en la carga

Al disminuir T_z aumenta la frecuencia de conmutación y también lo hace el nivel de perturbación. Las medidas realizadas apuntan a un incremento de 2dB en la corriente en MC por cada octava de aumento de la frecuencia de conmutación.

5.1.1.3.- Influencia del parámetro T_{min}

El efecto de T_{min} sobre las perturbaciones depende del valor de T_z . Un cambio en T_{min} tiene un efecto tanto mas apreciable cuanto menor es el T_z . Esta circunstancia se ilustra con las Figuras 5.4 y 5.5. En ellas se representa el espectro de la corriente en MC para T_{min} igual a $5\mu s$ y $10\mu s$ para 2 valores de T_z respectivamente.

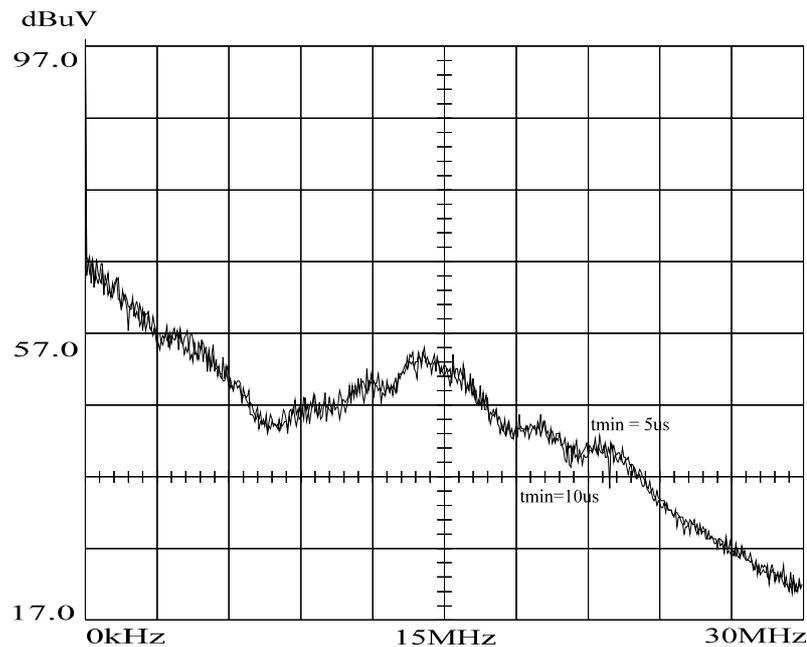
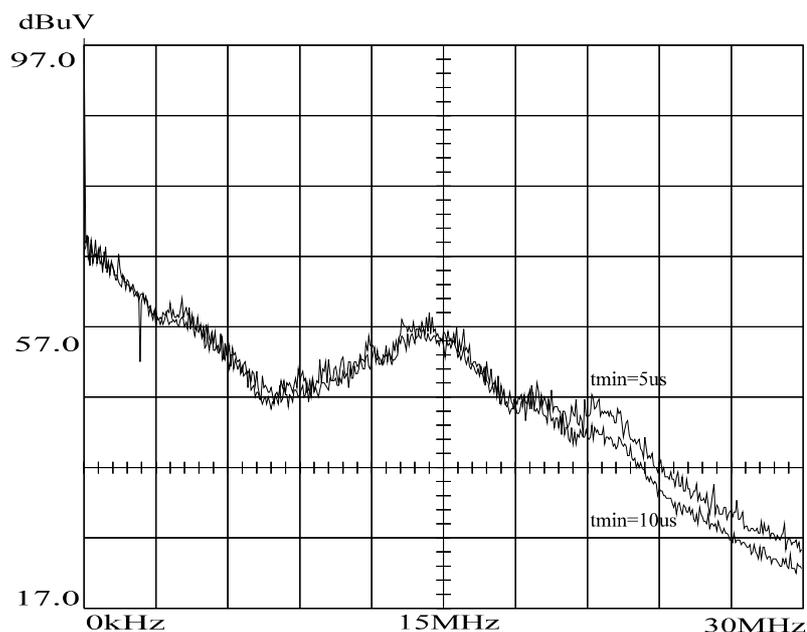
**Fig 5.4** Espectro de la corriente en MC para $T_z=300\mu s$ 

Fig 5.5 Espectro de la corriente en MC para $T_z=70\mu s$

Cuando T_z es $300\mu s$ prácticamente ningún pulso es inferior a T_{min} y el AAE no actúa. Por eso no se advierte diferencia alguna entre los casos en que T_{min} es $5\mu s$ o $10\mu s$. Sin embargo, si T_z es igual a $70\mu s$ habrá pulsos que serán inferiores a T_{min} . Al aumentar T_{min} habrá más pulsos que serán acumulados y el AAE actúa con mayor frecuencia. Como consecuencia de la intervención más frecuente del algoritmo AAE se reduce el número de conmutaciones, lo que explica la reducción de perturbaciones. La reducción observada es de unos 3dB en la banda de 15MHz a 30MHz, mientras que a frecuencias inferiores no se observan diferencias significativas.

5.1.2.- Modulación vectorial clásica MVC

En la modulación vectorial clásica, MVC, la tensión de referencia V_{ref} se obtiene a partir de los dos estados adyacentes que definen un sextante. La MVC tiene como objetivo minimizar el número de conmutaciones. Por ejemplo, para obtener el vector V_{ref} en el primer sextante, tal como muestra la Figura 5.6, se utiliza una combinación de los estados 1 como principal y 2 como auxiliar. Como estados nulos se utilizan los estados 0 y 7.

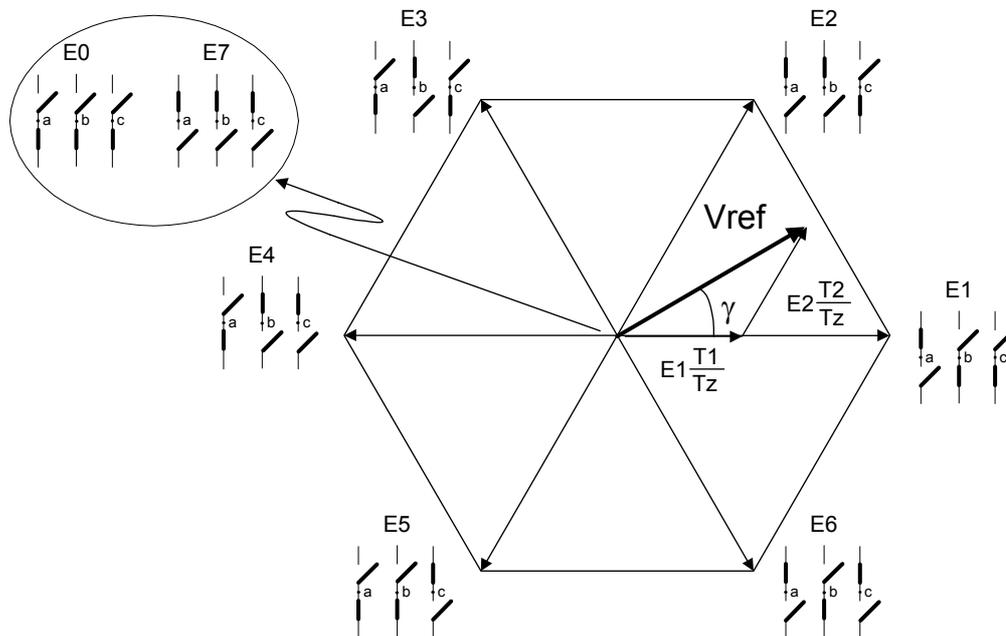


Fig. 5.6 Ejemplo de MVC

Las ecuaciones que permiten el cálculo de los tiempos de duración de los estados principal, auxiliar y nulo son las que aparecen en la Tabla 5.2, en la que el índice de modulación de amplitud, a , se define como:

$$a = \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \quad (5.4)$$

TABLA 5.2

SECTOR	Estado Principal	Estado Auxiliar	Estado Nulo
1	$T_1 = \frac{2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ - \gamma)$	$T_2 = \frac{2T_z a}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$T_n = T_z - T_1 - T_2$
2	$T_2 = \frac{T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ + \gamma)$	$T_3 = \frac{-2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ - \gamma)$	$T_n = T_z - T_2 - T_3$
3	$T_3 = \frac{2T_z a}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$T_4 = \frac{-2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ + \gamma)$	$T_n = T_z - T_3 - T_4$
4	$T_4 = \frac{-2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ - \gamma)$	$T_5 = \frac{-2T_z a}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$T_n = T_z - T_4 - T_5$
5	$T_5 = \frac{-2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ + \gamma)$	$T_6 = \frac{2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ - \gamma)$	$T_n = T_z - T_5 - T_6$
6	$T_6 = \frac{-2T_z a}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$T_1 = \frac{2T_z a}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ + \gamma)$	$T_n = T_z - T_6 - T_1$

En la Figura 5.7 se muestra a modo de ejemplo la evolución de las tensiones entre los puntos medios de las ramas del inversor, designados como a, b y c, y los puntos M y n, así como la tensión Mn . También aparece la sucesión de estados del inversor. Para una mayor claridad de la Figura 5.7 se ha considerado que el tiempo de mantenimiento de cada estado es el mismo en todos los casos.

Debe observarse que la tensión V_{Mn} tiene un periodo fundamental de $2T_z$ y que durante el mismo sufre 6 escalones y la excursión de la tensión V_{Mn} es igual a toda la tensión del bus de continua. Son precisamente estos cambios en el valor de V_{Mn} los que actuarán como fuente principal de perturbación en MC. Otro aspecto importante es que entre dos estados consecutivos únicamente una de las ramas cambia su estado. Para poder cumplir esta restricción se necesitan un tiempo igual a $2T_z$ para enviar un estado completo al puente. Por otra parte, una rama emplea en realizar una conmutación completa un tiempo igual a $2T_z$.

La restricción de conmutar entre estados adyacentes hace que la sucesión de estados tenga un orden que se debe respetar. En la Tabla 5.3 aparece el orden de sucesión de estados en función del sextante, así como la naturaleza del mismo: principal (P), auxiliar (A) o nulo (N).

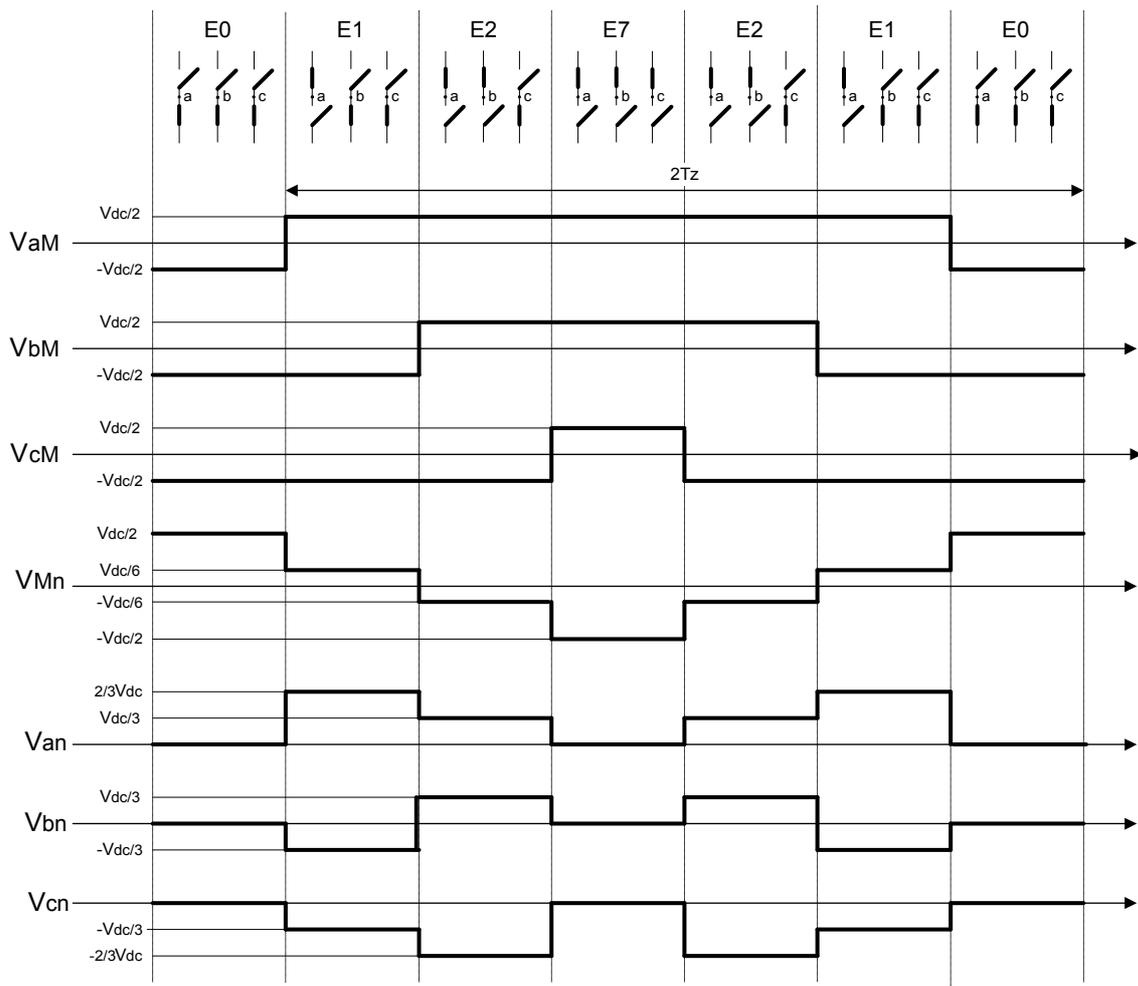


Fig. 5.7 Ejemplo de patrón de conmutación para la MVC

TABLA 5.3

SEXTANTE	SUCESIÓN DE ESTADOS
1	E1 (P), E2 (A), E7 (N), E2 (A), E1 (P), E0 (N)
2	E3 (A), E2 (P), E7 (N), E2 (P), E3 (A), E0 (N)
3	E3(P), E4 (A), E7 (N), E4 (A), E3 (P), E0 (N)
4	E5 (A), E4 (P), E7 (N), E4 (P), E5 (A), E0 (N)
5	E5 (P), E6 (A), E7 (N), E6 (A), E5 (P), E0 (N)
6	E1 (A), E6 (P), E7 (N), E6 (P), E1 (A), E0 (N)

5.1.3.- Modulación Vectorial de Reducción del Modo Común

El objetivo de esta modulación vectorial de reducción del modo común, o modulación RMC, es mantener la fuente de perturbaciones V_{Mn} constante durante el envío de un estado al inversor. En este tipo de modulación ya no se utilizan estados contiguos para obtener la tensión de referencia V_{ref} . Tampoco son utilizados los estados 0 ó 7 como estado nulos. En la modulación RMC el hexágono está dividido en 12 sectores en lugar de los 6 utilizados en la MVC, tal como ilustra la Figura 5.8. En cada uno de estos sectores es utilizado como estado principal aquél que sea un lado del sector. Por ejemplo, el estado 1 será el principal en los sectores 1 y 12, el estado 2 será el principal en los sectores 2 y 3, el estado 3 será el estado principal en los sectores 4 y 5 y así sucesivamente. Como estado auxiliar es utilizado aquél que tenga un desfase de 120° en sentido antihorario respecto del principal. Como estado nulo se utiliza una combinación de tres estados: el principal, el auxiliar y un tercero que está desfasado 120° en sentido antihorario respecto del auxiliar (240° respecto del principal). La Figura 5.9 ilustra el caso del primer sector.

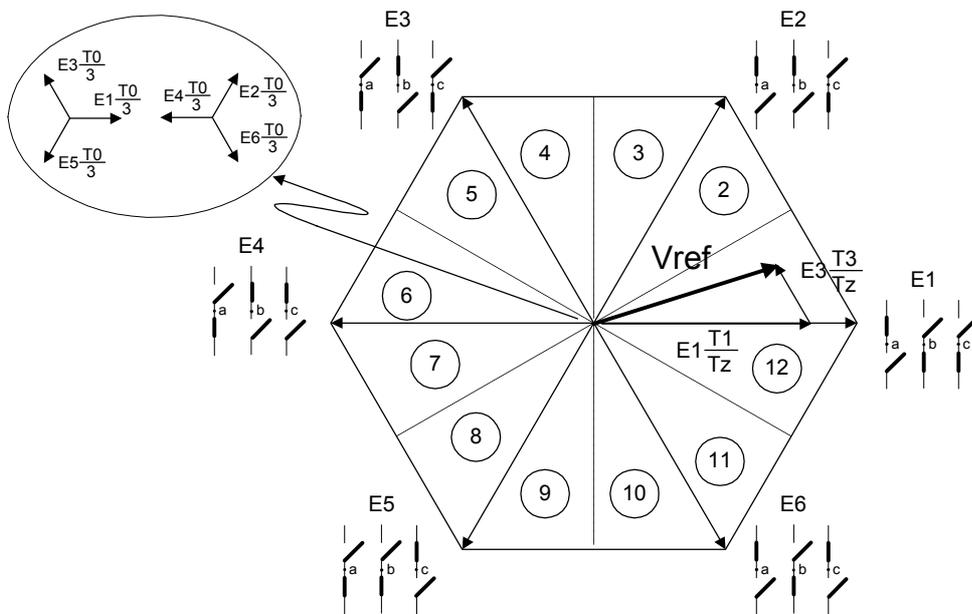


Fig. 5.8 Ejemplo de modulación vectorial RMC

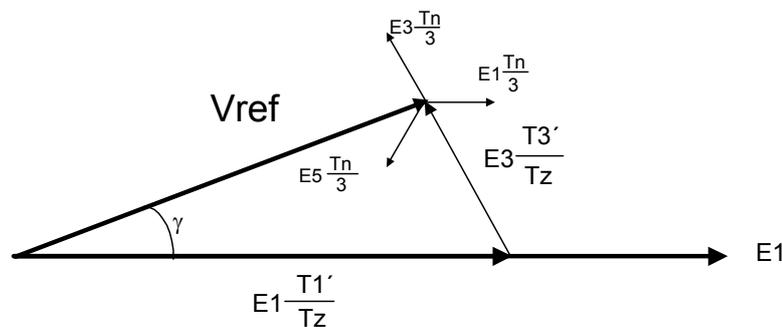


Fig. 5.9 Ejemplo de modulación RMC. Caso del primer sector

En ella se muestra un vector de referencia V_{ref} que se encuentra en el primer sector. Por lo tanto, el estado principal es el 1 y el auxiliar el 2. El tercer estado utilizado para obtener el estado nulo es el 5. En la práctica, para obtener V_{ref} , no se envía una sucesión de 5 estados. Lo que se hace es sumar todos los tiempos del mismo estado y enviar una secuencia de tres estados. Esta situación se muestra en la Figura 5.10

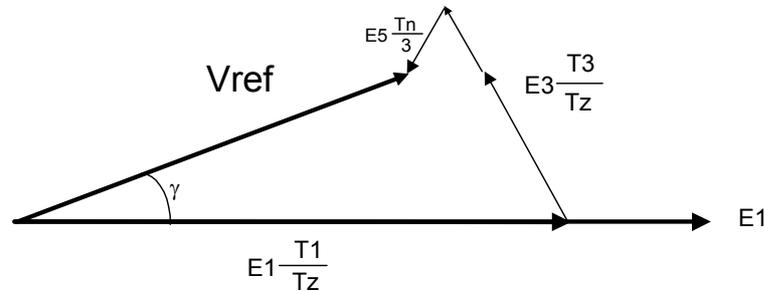


Fig. 5.10 Ejemplo de modulación RMC. Caso del primer sector

Teniendo en cuenta lo anterior se pueden obtener los estados principal, auxiliar y nulo para cada uno de los sectores, tal como muestra la Tabla 5.4

TABLA 5.4

SECTOR	ESTADOS UTILIZADOS (Principal, Auxiliar, Nulo)
1	E1, E3, E5
2	E2, E6, E4
3	E2, E4, E6
4	E3, E1, E5
5	E3, E5, E1
6	E4, E2, E6
7	E4, E6, E2
8	E5, E3, E1
9	E5, E1, E3
10	E6, E4, E2
11	E6, E2, E4
12	E1, E5, E3

Las ecuaciones que permiten el cálculo para cada sector de la duración de los estados principal, auxiliar y nulo, $T_{principal}$, $T_{auxiliar}$ y T_{nulo} respectivamente, dependen de si éste es par o impar. En el caso de sector impar las ecuaciones son:

$$T_{principal} = \frac{T_z}{4} \cdot \left[\frac{2a}{\sqrt{3}} (3 \cdot \sin(60^\circ + \gamma) - \sin \gamma) + 1 \right] \quad (5.5)$$

$$T_{auxiliar} = \frac{T_z}{4} \cdot \left[\frac{2a}{\sqrt{3}} (3 \cdot \sin \gamma - \sin(60^\circ + \gamma)) + 1 \right] \quad (5.6)$$

$$T_{nulo} = T_z - T_{principal} - T_{auxiliar} \quad (5.7)$$

Para sectores pares, las ecuaciones son:

$$T_{principal} = \frac{T_z}{4} \cdot \left[\frac{2a}{\sqrt{3}} (3 \cdot \sin(60^\circ - \gamma) + \sin \gamma) + 1 \right] \quad (5.8)$$

$$T_{auxiliar} = \frac{T_z}{4} \cdot \left[\frac{-2a}{\sqrt{3}} (3 \cdot \sin \gamma + \sin(60^\circ - \gamma)) + 1 \right] \quad (5.9)$$

$$T_{nulo} = T_z - T_{principal} - T_{auxiliar} \quad (5.10)$$

en donde a viene definido en la expresión (5.4).

En la Figura 5.11 se muestra la evolución de las tensiones entre los puntos medios de las ramas del inversor, designados como a , b y c , y los puntos M y n , así como la tensión V_{Mn} . También aparece la sucesión de estados del inversor

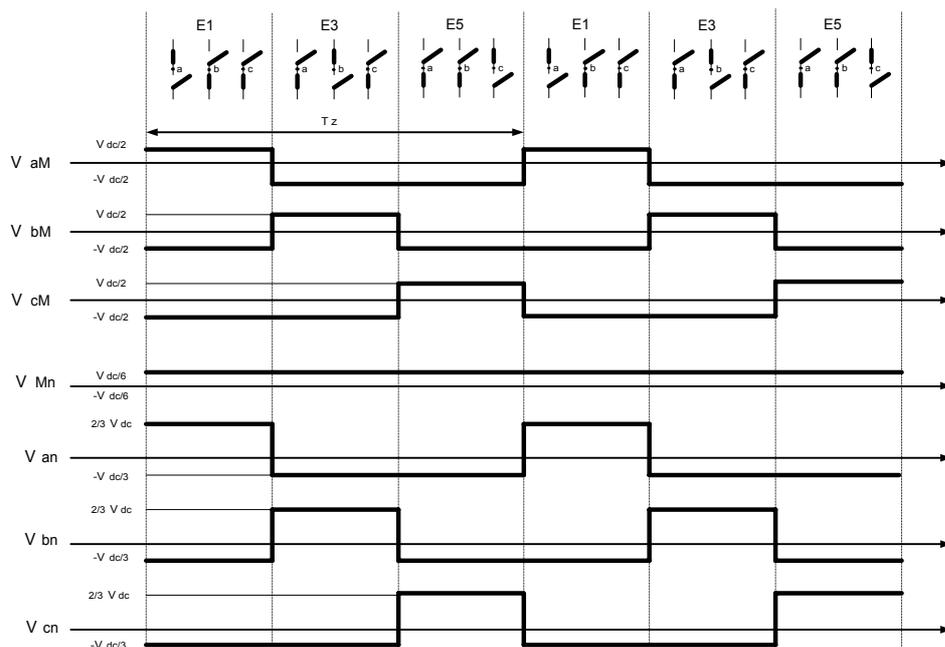


Fig. 5.11 Ejemplo de patrón de conmutación para la modulación RMC

De la Figura 5.11 podemos destacar algunos aspectos importantes. En primer lugar se observa que los estados se suceden de forma no contigua, es decir, mas de una rama conmuta entre estados consecutivos. En segundo lugar, la tensión V_{Mn} permanece constante mientras se envía el estado al inversor. En tercer lugar, para que una rama realice una conmutación completa se requiere un tiempo igual a T_z .

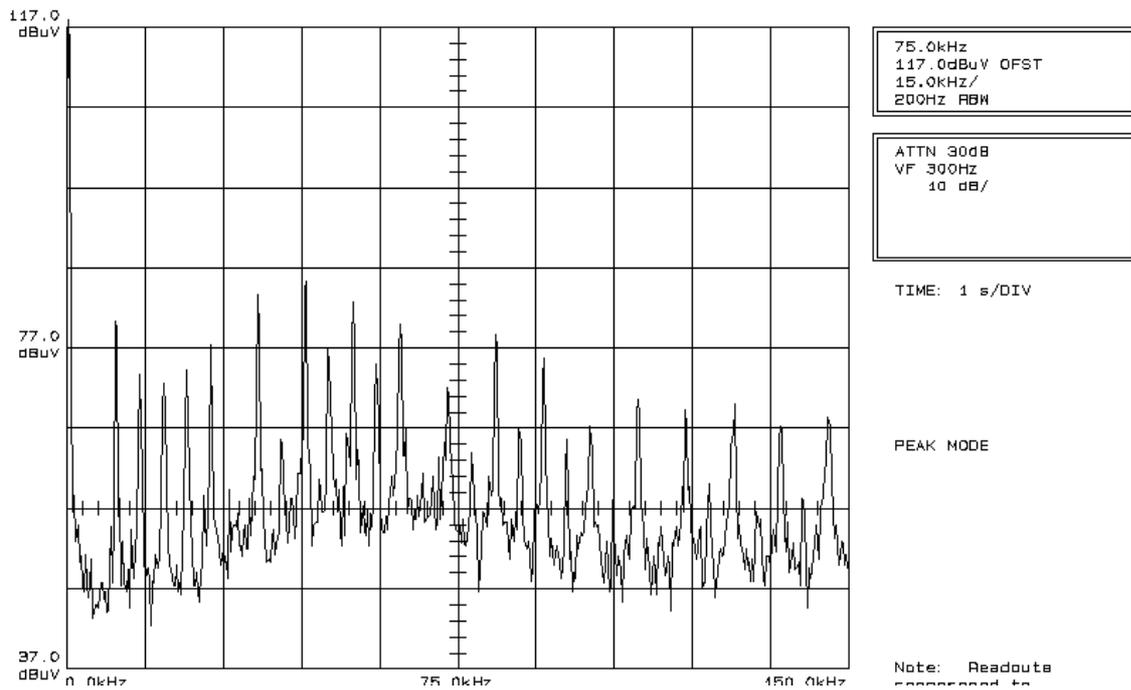
5.1.4.- Resultados experimentales

En este Apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos. Se realizaron diferentes ensayos para un abanico de valores de T_z que va desde $56\mu s$ hasta los $332\mu s$. Este barrido se repitió para valores de T_{min} que fueron desde los $0\mu s$ (con este valor el AAE queda anulado) hasta los $15\mu s$. También se realizaron medidas para diferentes valores de la consigna de frecuencia de salida del inversor. Concretamente se consideraron los valores de 25Hz, 50Hz y 100Hz. Para que la comparación entre los resultados de ambas modulaciones sea correcta se han comparado a igualdad de frecuencia de conmutación en cada rama del inversor. Recordemos que en la MVC una rama completaba una conmutación completa en un tiempo igual a $2T_z$, mientras que en la modulación RMC lo hacia en un tiempo igual a T_z . Por lo tanto, los espectros fueron comparados respetando esta condición.

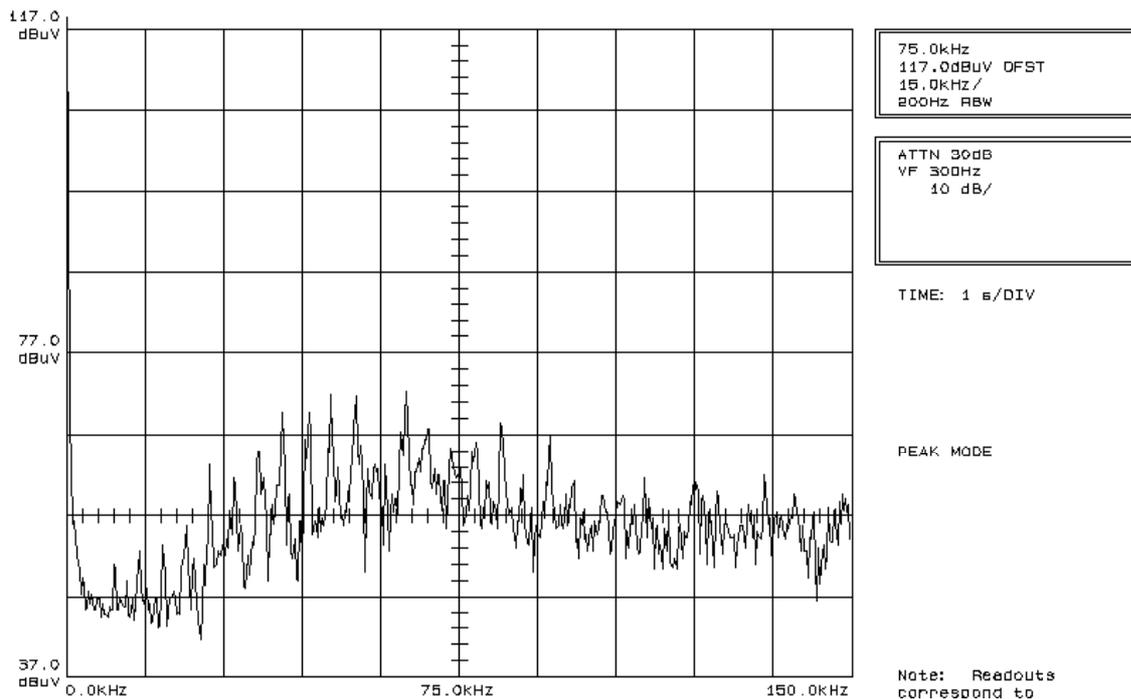
Para simplificar la exposición se muestran algunas de las medidas realizadas. Cabe señalar que el resto de resultados obtenidos es totalmente coherente. En la Figura 5.12 se muestra el espectro de la corriente en MC en la banda A para los dos tipos de modulación, un T_{min} igual a $15\mu s$ y una frecuencia de salida del inversor de 25Hz. En este caso, $T_z = 111\mu s$ en el caso de la modulación RMC y $2T_z = 111\mu s$ en el caso de la MVC. Estos valores de T_z hacen que un periodo quede dividido en 360 partes, o lo que es lo mismo, la discretización se ha calculado con 1° de resolución.

En las Figuras 5.13 y 5.14 se hace la misma comparación con los siguientes parámetros: en la Figura 5.13 $T_{min} = 5\mu s$ y la consigna de frecuencia en la salida del inversor es de 100Hz, mientras que en la Figura 5.14 se tiene el mismo T_{min} y una frecuencia de 25Hz. La resolución angular de la discretización es de 2° y 3° para las Figuras 5.13 y 5.14, respectivamente.

Los resultados experimentales reflejados en las Figuras 5.12, 5.13 y 5.14 muestran que la modulación RMC consigue una reducción de la corriente en MC en la banda A que en algunos casos casi alcanza los 20dB. Este resultado puede considerarse como bueno si se tiene en cuenta que únicamente ha sido modificada la técnica de modulación y no ha sido necesario añadir ningún hardware específico adicional.



(a)

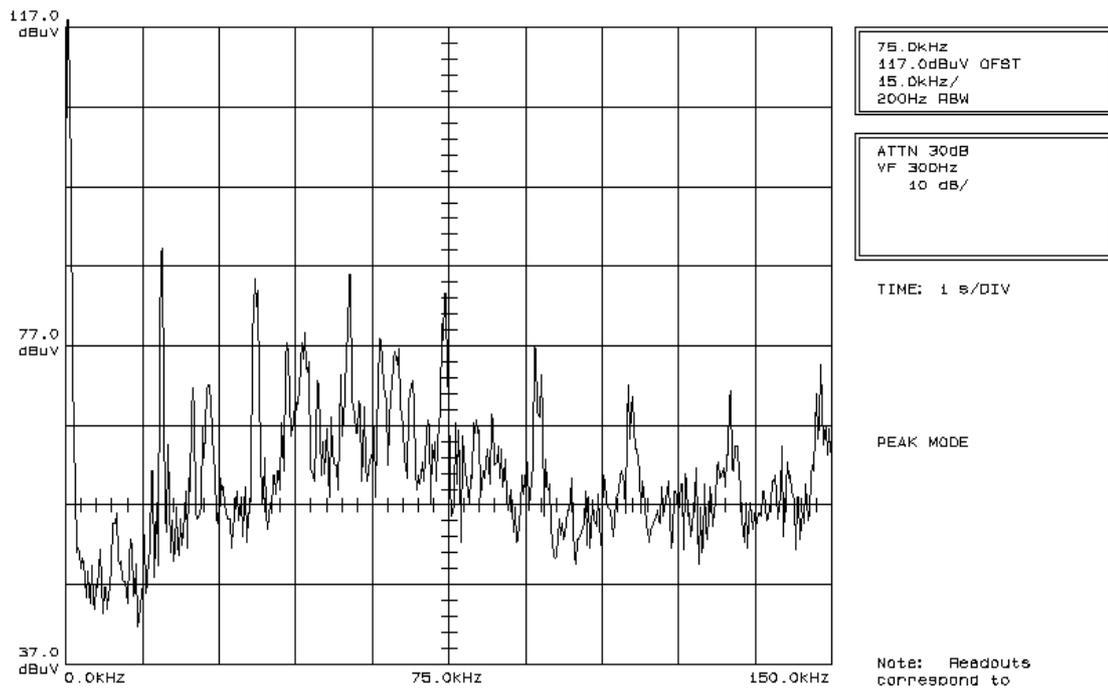


(b)

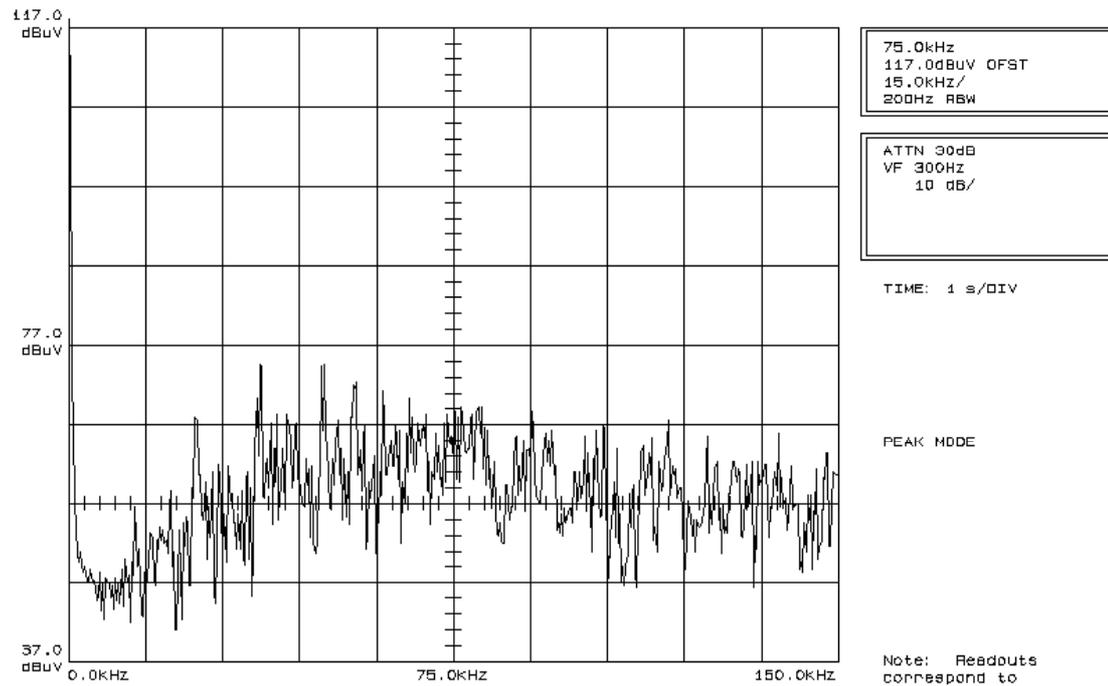
Fig. 5.12 Espectro de la corriente en MC en la banda A

(a) Modulación clásica ($2T_2=111\mu s$)

(b) Modulación RMC ($T_2=111\mu s$)



(a)

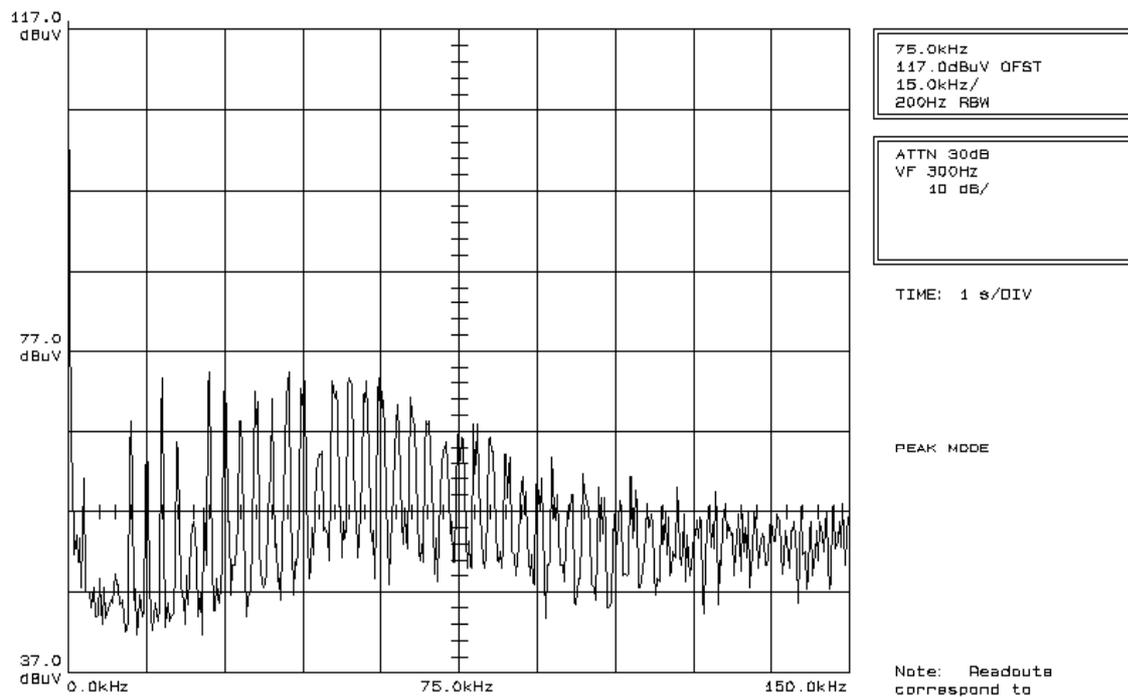


(b)

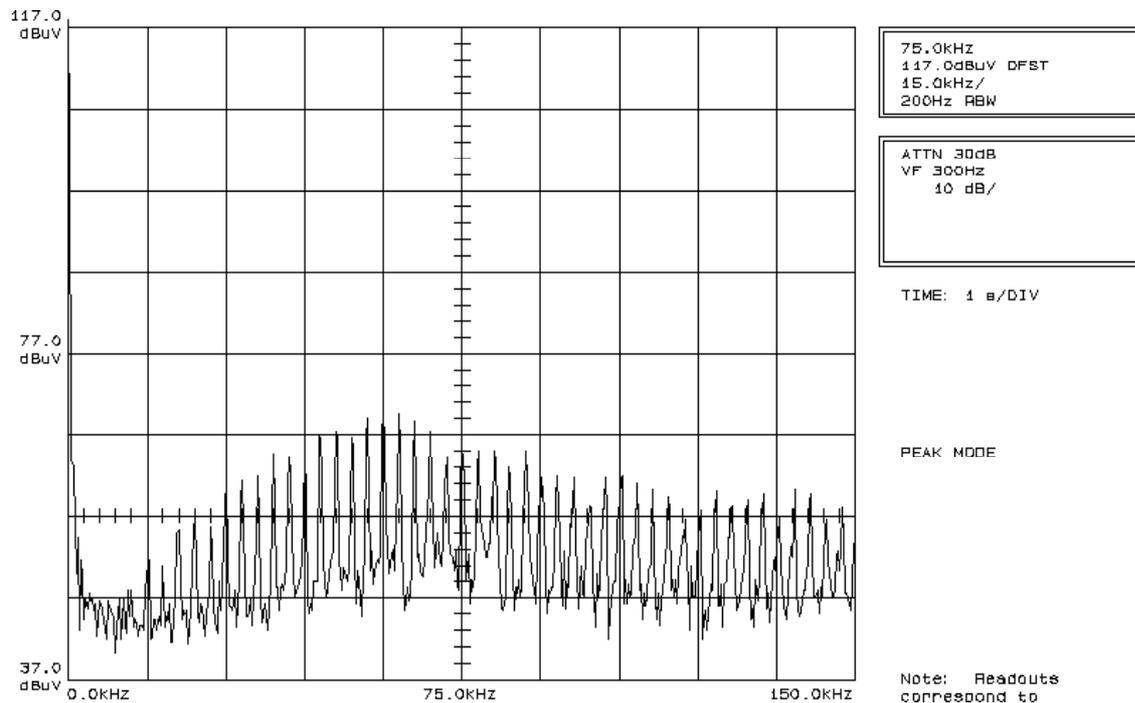
Fig. 5.13 Espectro de la corriente en MC en la banda A

(a) Modulación clásica ($2T_z=56\mu s$)

(b) Modulación RMC ($T_z=56\mu s$)



(a)



(b)

Fig. 5.14 Espectro de la corriente en MC en la banda A

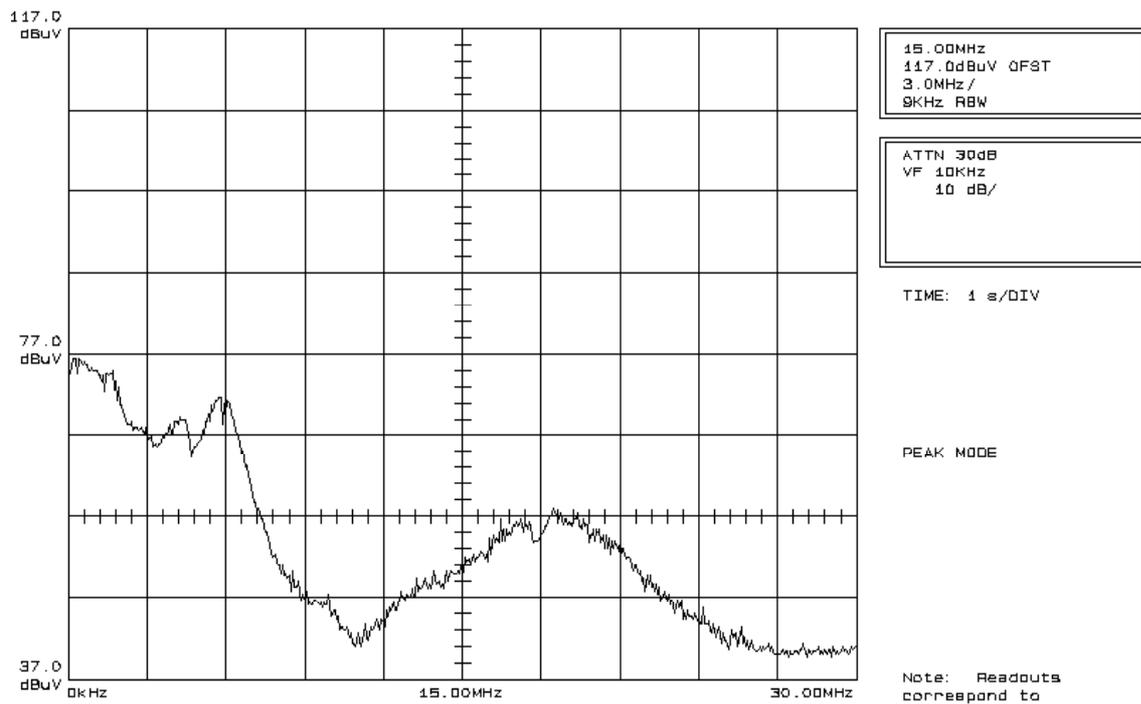
(a) Modulación clásica ($2T_2=333\mu s$)

(b) Modulación RMC ($T_2=333\mu s$)

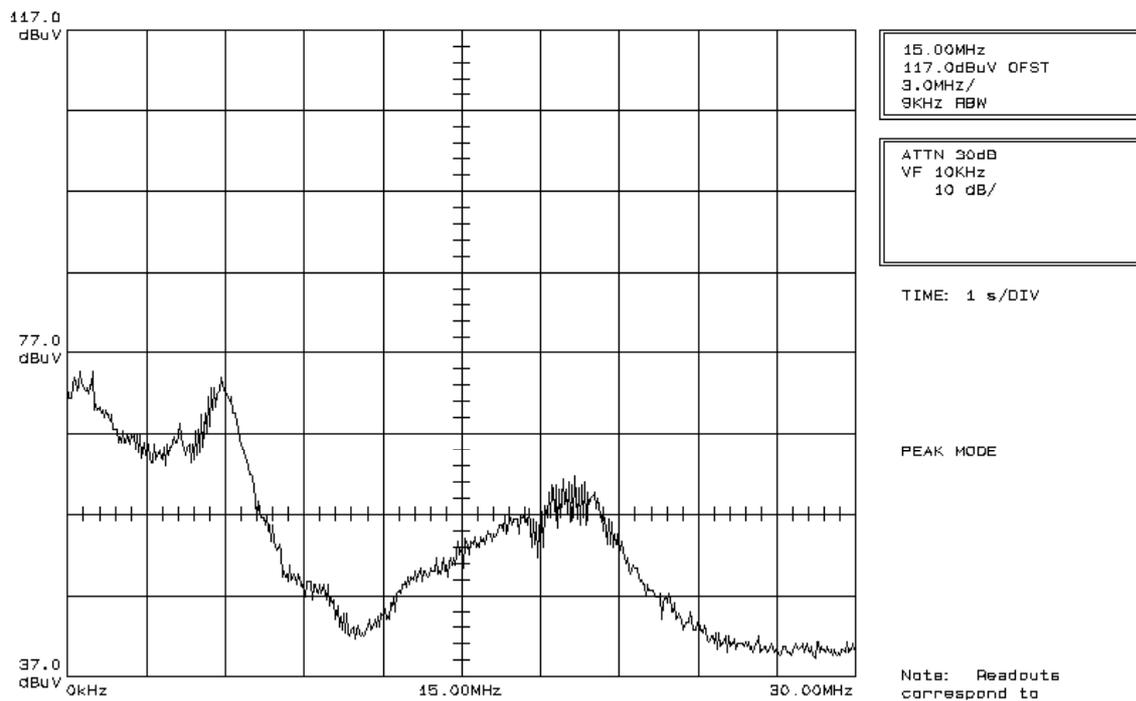
Sin embargo, en la banda B no se han encontrado diferencias tan significativas entre las dos modulaciones. Esto es debido a que para frecuencias más elevadas son dominantes las resonancias propias del sistema y el número de conmutaciones. Únicamente se han observado ligeras desviaciones de los espectros en frecuencia y amplitud debidas a los cambios de T_{min} y T_z y la diferente estructura de los pulsos enviados por ambas modulaciones, tal como ilustra la Figura 5.15. Los parámetros en este caso son $T_{min} = 5 \mu s$ y una frecuencia fundamental de salida de 25Hz.

De todas formas, para algunas combinaciones particulares de valores, se encuentra una reducción en todo el espectro de unos 3dB, como se muestra en la Figura 5.16, en la que $T_{min} = 5 \mu s$ y la frecuencia de salida del inversor es de 100Hz.

Otro aspecto contemplado en el estudio es el efecto de la variación en la frecuencia de conmutación sobre las perturbaciones. Se ha encontrado que multiplicar por 6 la frecuencia de conmutación produce un aumento de todo el espectro de unos 8dB. Esto se ha ilustrado en la Figura 5.17.



(a)

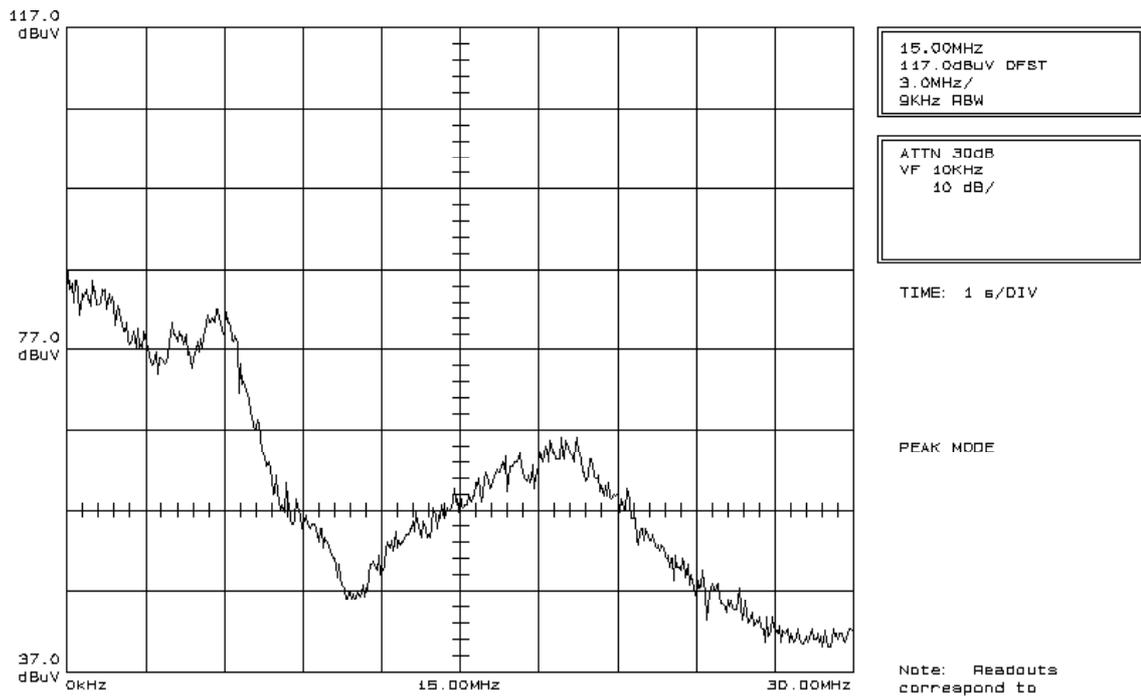


(b)

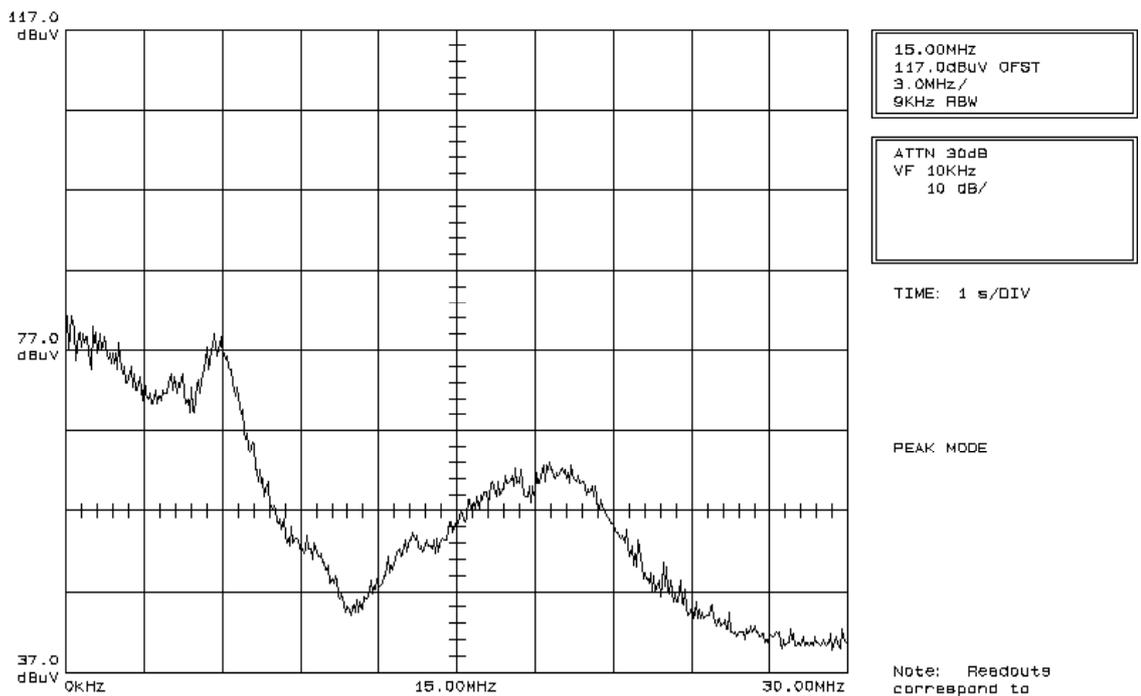
Fig. 5.15 Espectro de la corriente en MC en la banda B

(a) Modulación clásica ($2T_z=333\mu s$)

(b) Modulación RMC ($2T_z=333\mu s$)



(a)

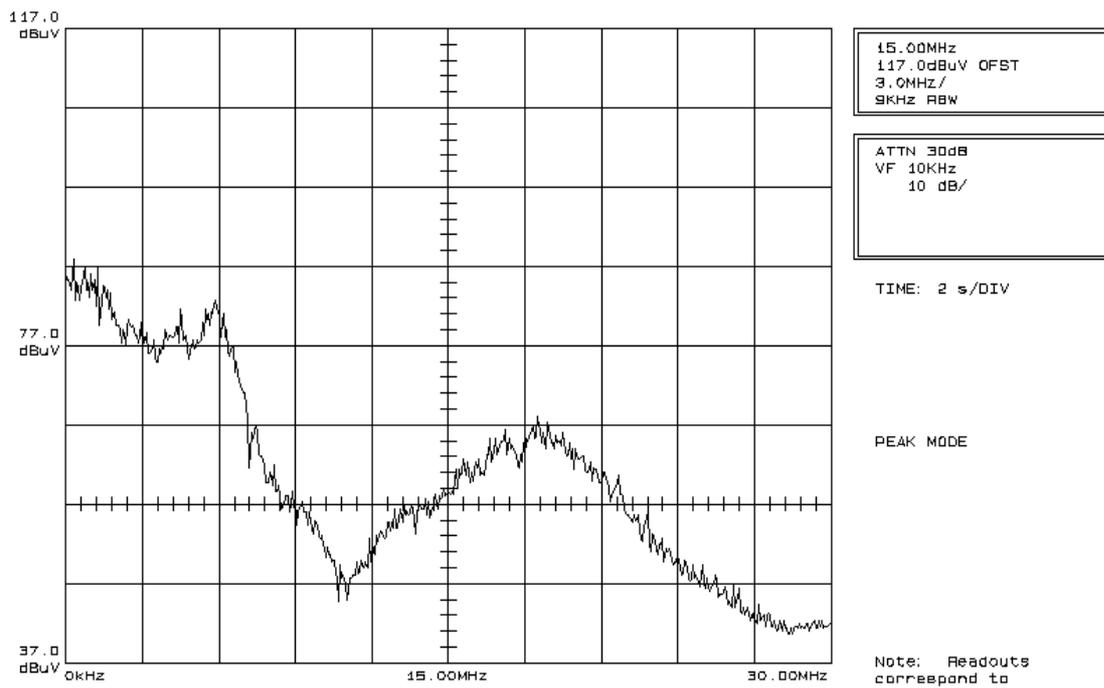


(b)

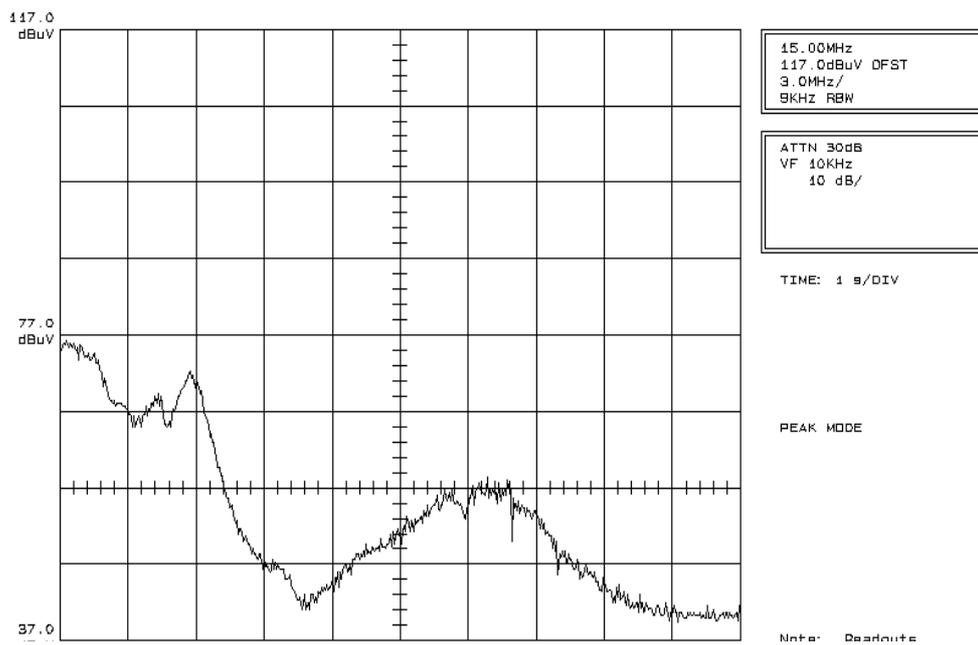
Fig. 5.16 Espectro de la corriente en MC en la banda B

(a) Modulación clásica ($2T_z=56\mu s$)

(b) Modulación RMC ($2T_z=56\mu s$)



(a)



(b)

Fig. 5.17 Espectro de la corriente en MC en la banda B. Efecto de la frecuencia de conmutación

(a) Modulación clásica ($2T_z=56\mu s$)

(b) Modulación clásica ($2T_z=333\mu s$)

5.1.5.- Restricción de la modulación RMC

Aunque los resultados obtenidos con la modulación RMC desde el punto de vista de reducción de las perturbaciones son óptimos, esta modulación presenta un inconveniente: la disminución del máximo índice de modulación de amplitud que se puede utilizar respecto de la modulación clásica MVC.

Para llegar a esta conclusión se han calculado los índices de modulación de amplitud máximos, a_{max} , en ambas modulaciones. La condición a imponer sobre las ecuaciones de la modulación para hallar el máximo de a es que no existan tiempos muertos, es decir:

$$T_{mu\tilde{l}o} = 0 \quad (5.11)$$

Por lo tanto, al aplicar esta condición se tendrá:

$$T_z = T_{principal} + T_{auxiliar} \quad (5.12)$$

En el caso de la modulación MVC, para el primer sextante, tendremos:

$$T_z = T_{principal} + T_{auxiliar} = \frac{aT_z}{\sin 60^\circ} (\sin(60^\circ - \gamma) + \sin \gamma) \quad (5.13)$$

$$a = \frac{\sin 60^\circ}{\sin(60^\circ - \gamma) + \sin \gamma} \quad (5.14)$$

A partir de la expresión (5.14) es posible hallar el valor máximo de a dentro del primer sextante. Basta con encontrar los extremos de la función. Puesto que los máximos de a dentro del sextante se darán cuando el denominador de la expresión (5.14) sea mínimo, se deriva el denominador respecto de γ y se iguala a cero.

$$\frac{d(\sin \gamma + \sin(60^\circ - \gamma))}{d\gamma} = 0 \quad (5.15)$$

$$\cos \gamma - \cos(60^\circ - \gamma) = 0 \Rightarrow \gamma = 30^\circ \quad (5.16)$$

Por lo tanto el valor máximo de a , a_{max} , es:

$$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{2 \sin 30^\circ} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (5.17)$$

El valor de a_{max} para la modulación MVC define la circunferencia inscrita dentro del hexágono, tal como se ilustra en la Figura 5.18.

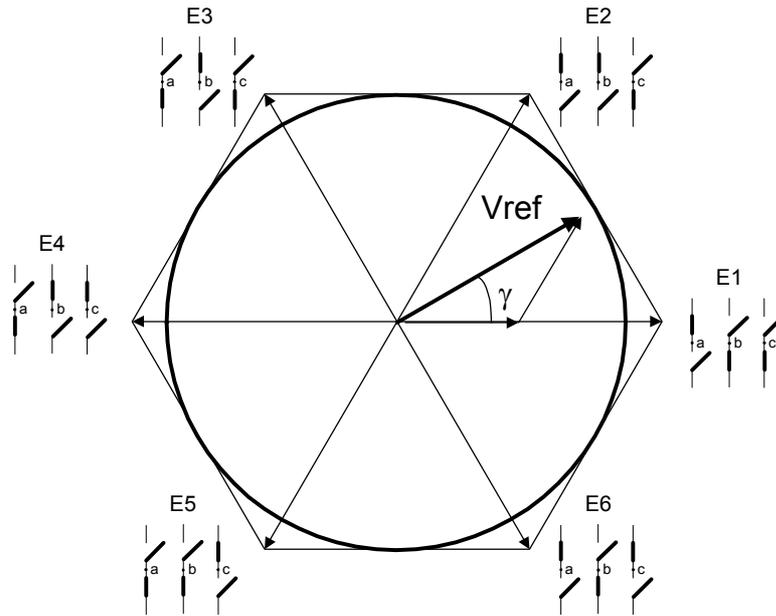


Fig. 5.18 Superficie efectiva de la modulación MVC

Las expresiones de a_{max} para la modulación clásica aparecen en la Tabla 5.5. Aplicando el mismo procedimiento a la modulación RMC se obtienen las expresiones de a_{max} para los 12 sectores de la modulación RMC. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5.6

TABLA 5.5

Valores de a_{max} para la modulación vectorial clásica MVC

SECTOR	DOMINIO	a_{max}
1	$0^\circ \leq \gamma \leq 60^\circ$	$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin(60^\circ + \gamma) + \sin \gamma}$
2	$60^\circ \leq \gamma \leq 120^\circ$	$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin \gamma}$
3	$120^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{\sin \gamma - 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$
4	$180^\circ \leq \gamma \leq 240^\circ$	$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin(60^\circ + \gamma) + \sin \gamma}$
5	$240^\circ \leq \gamma \leq 300^\circ$	$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin \gamma}$
6	$300^\circ \leq \gamma \leq 360^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{\sin \gamma - 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$

Las ecuaciones de la Tabla 5.6 representadas gráficamente determinan una “estrella” que aparece en la Figura 5.19. El radio de la circunferencia inscrita dentro de la estrella (no representada en el gráfico) tiene un radio de 0,577, que corresponde al a_{max} que se puede alcanzar en determinados momentos con la modulación RMC. Esta restricción que presenta la modulación RMC implica un menor aprovechamiento de la tensión del bus de continua en un accionamiento frente a la MVC.

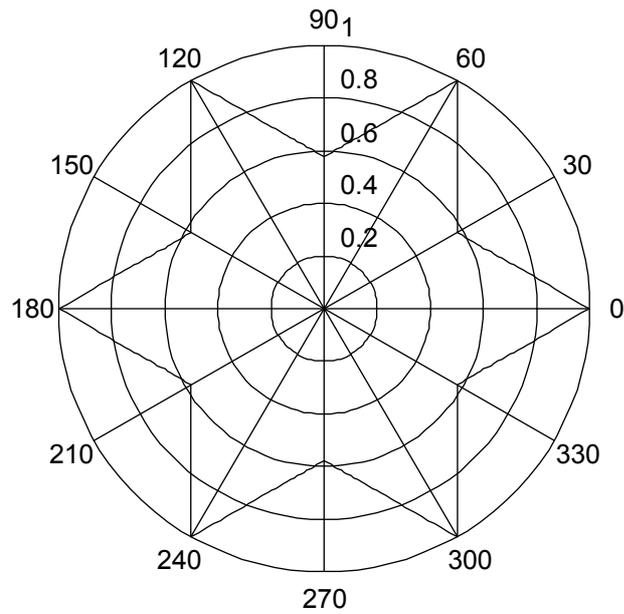


Fig. 5.19 Superficie efectiva de la modulación RMC

TABLA 5.6

Valores de a_{max} para la modulación RMC

SECTOR	DOMINIO	a_{max}
1	$0^\circ \leq \gamma \leq 30^\circ$	$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin(60^\circ + \gamma) + \sin \gamma}$
2	$30^\circ \leq \gamma \leq 60^\circ$	$a_{max} = \frac{1}{2 \cos \gamma}$
3	$60^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{3 \sin \gamma - 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$
4	$90^\circ \leq \gamma \leq 120^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{3 \sin \gamma + 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$
5	$120^\circ \leq \gamma \leq 150^\circ$	$a_{max} = \frac{1}{-2 \cos \gamma}$
6	$150^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{3 \sin \gamma - 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$
7	$180^\circ \leq \gamma \leq 210^\circ$	$a_{max} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin(60^\circ + \gamma) + \sin \gamma}$
8	$210^\circ \leq \gamma \leq 240^\circ$	$a_{max} = \frac{1}{2 \cos \gamma}$
9	$240^\circ \leq \gamma \leq 270^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{3 \sin \gamma - 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$
10	$270^\circ \leq \gamma \leq 300^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{3 \sin \gamma + 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$
11	$300^\circ \leq \gamma \leq 330^\circ$	$a_{max} = \frac{1}{-2 \cos \gamma}$
12	$330^\circ \leq \gamma \leq 360^\circ$	$a_{max} = \frac{2 \sin 60^\circ}{3 \sin \gamma - 2 \sin 60^\circ \cos \gamma}$

