






Influencia de las modulaciones PWM en las pérdidas de los condensadores del DC-Link en inversores VSI multifásicos

Ander DeMarcos , Jon Andreu , Unai Ugalde , Endika Robles , Asier Matallana 
 Universidad del País Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU)
 e-mail: ander.demarcosa@ehu.eus
 www.ehu.eus/es/web/apert

Abstract—En aplicaciones de tracción eléctrica, los accionamientos multifásicos se están convirtiendo en una alternativa a tener en cuenta frente a sus homólogos trifásicos, debido a una serie de ventajas que compensan su coste adicional como, una mayor capacidad de corriente, una mayor tolerancia a los fallos, una mayor eficiencia, y un menor rizado de par y corriente por el DC-Link. Este trabajo se centra en analizar el impacto que tienen las técnicas de modulación PWM en un componente tan crítico, caro, y voluminoso como es el condensador del DC-Link en un inversor de cinco fases. Teniendo en cuenta que la resistencia serie equivalente (ESR) del condensador varía con la frecuencia, el típico cálculo aproximado de las pérdidas en este componente mediante el valor eficaz de la corriente suele ser inexacto. Por ello, se ha realizado el análisis espectral de la corriente de entrada para un inversor VSI de cinco fases y dos niveles, con el fin de estimar con mayor precisión las pérdidas en el condensador del DC-Link y ver qué técnica de modulación PWM beneficia a este componente en función de su curva de ESR y la frecuencia de conmutación seleccionada.

Index Terms—Multifase, condensador del DC-Link, corriente espectral del DC-Link, modulación PWM, ESR, pérdidas.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas multifásicos ofrecen varias ventajas a un coste asequible en comparación con los sistemas de accionamiento de motores eléctricos (EMDS) trifásicos convencionales: reparto de la potencia entre fases (menores corrientes y pérdidas a través de los semiconductores del inversor para la misma potencia nominal de salida), reducción del rizado de par, capacidad de dar más par mediante la inyección de armónicos de corriente (en máquinas de bobinado concentrado), reducción del rizado de corriente, y funcionamiento tolerante a fallos [1]–[4]. Por estas razones, los inversores de fuente de tensión (VSI) multifásicos tienen un gran potencial en aplicaciones críticas, y cuando se necesita una alta densidad, como en el tren de tracción del vehículo eléctrico (EV), y en aplicaciones aeroespaciales [5]. En este sentido, en lo que respecta a las topologías multifásicas, el inversor de cinco fases con dos niveles conectado en estrella (Fig. 1) es, generalmente, preferido entre las alternativas de topologías existentes [6], ya que proporciona un buen equilibrio entre la complejidad del sistema, su coste, y las ventajas mencionadas anteriormente.

La elección de la técnica de modulación afecta al funcionamiento del EMDS de diferentes maneras. Uno de los elementos afectados del EMDS es el condensador del DC-Link, ya que casi el 30% de los fallos del convertidor se producen en este elemento [7]. La vida útil de este componente

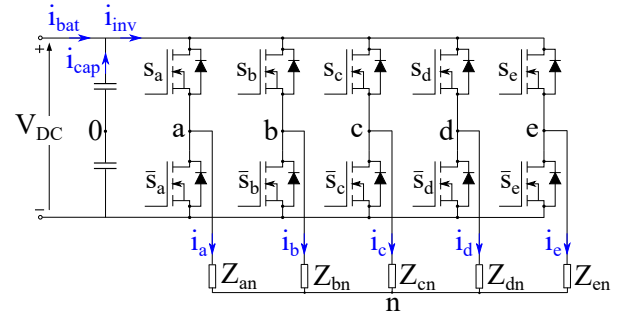


Fig. 1. VSI de cinco fases y dos niveles conectado en estrella.

depende en gran medida de la temperatura del ‘hot-spot’ y, en consecuencia, de la corriente que circula por él y de su resistencia serie equivalente (ESR). En [8]–[10] se analiza la corriente RMS del condensador del DC-Link en sistemas de cinco fases. Sin embargo, en [11]–[13] se muestra que aunque la corriente RMS es un parámetro importante para cuantificar las pérdidas en el condensador del DC-Link, como la ESR varía en función de la frecuencia, es conveniente obtener el espectro completo de la corriente. En este sentido, en [11]–[15] se obtiene el espectro de la corriente del condensador para sistemas trifásicos, y en [16] para sistemas multifásicos (pero sólo para la técnica de modulación PWM sinusoidal). Una vez obtenido el espectro armónico completo, en [17] se han estimado las pérdidas para una modulación PWM continua convencional en VSIs trifásicos de dos niveles.

En este trabajo se analizan los espectros de corriente por el condensador del DC-Link para diferentes modulaciones PWM basadas en portadora (CB-PWM) sobre un VSI de cinco fases y dos niveles mediante el método integral de Fourier. Estos espectros de corriente se utilizan para estimar con mayor precisión las pérdidas del condensador utilizando su curva de ESR. De esta forma, también se cuantifican los errores que se suelen cometer al utilizar la aproximación típica de estimación de pérdidas sobre los condensadores del DC-Link.

II. MODULACIONES PWM EN VSIS DE CINCO FASES

El VSI equilibrado de cinco fases y dos niveles conectado en estrella (Fig. 1) puede representarse vectorialmente mediante dos planos ortogonales $\alpha_1\beta_1$ y $\alpha_3\beta_3$ (Fig. 2) [18]. Como cada interruptor del inversor tiene dos estados (ON/OFF), hay 2^5 estados posibles para sintetizar la tensión de salida del inversor. Estos estados se representan como 32 vectores que

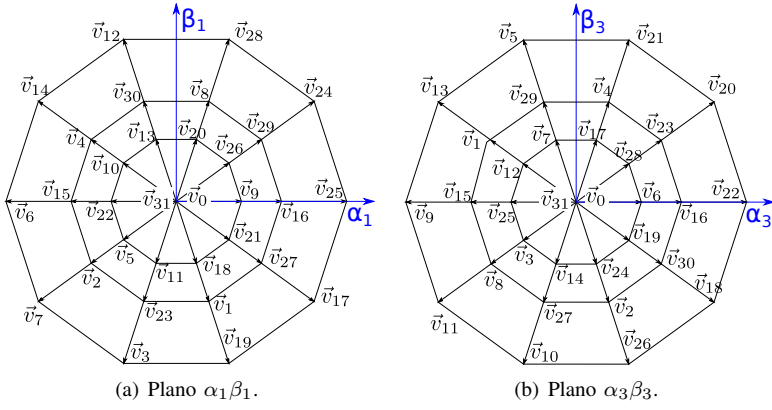


Fig. 2. Representación vectorial de un VSI de cinco fases y dos niveles.

forman tres decágonos concéntricos para cada plano. Bajo este enfoque vectorial, los vectores desde \vec{v}_1 a \vec{v}_{30} se les denomina vectores activos mientras que a \vec{v}_0 y \vec{v}_{31} vectores nulos. Por otro lado, según la magnitud de los vectores activos en el plano $\alpha_1\beta_1$, estos se pueden clasificar en tres grupos diferentes: vectores largos (L, situados en el decágono exterior), vectores medianos (M, decágono medio) y vectores pequeños (S, decágono interior) (Fig. 2(a)).

Los estados del inversor que se han obtenido mediante los algoritmos de modulación PWM basados en una única portadora ($f_{cr} = f_{sw}$) pueden representarse vectorialmente en el plano $\alpha_1\beta_1$ como vectores 2L, 2M y vectores nulos. En función de la amplitud de tensión de salida deseada, que es proporcional al índice de modulación (M) del inversor, se establecen los ciclos de trabajo de los vectores activos [18]. Sin embargo, existe un grado de libertad a la hora de gestionar los vectores nulos que da lugar a diferentes técnicas de modulación PWM. Durante ambos vectores nulos (t_0 y t_{31}) la corriente de entrada del inversor (i_{inv}) es cero, por lo que estas técnicas de modulación CB-PWM proporcionan la misma corriente eficaz de entrada.

Las diferentes técnicas de modulación CB-PWM se obtienen mediante la inyección de diferentes componentes de secuencia cero (v_{0s} , múltiplos del quinto armónico) en las señales de referencia (v^*) (Fig. 3). De este modo, las modulaciones CB-PWM pueden subdividirse, a su vez, en continuas y discontinuas [18]. Por un lado, la PWM sinusoidal (SPWM), la PWM con inyección del quinto armónico (FHI-PWM) y la PWM obtenida mediante el método min-max (MINMAX-PWM, también conocido como SV-PWM), se conocen como modulaciones PWM continuas (C-PWM). Todas estas modulaciones continuas utilizan los estados nulos (t_0 y t_{31}). Por otro lado, D-PWM0, D-PWM1, D-PWM2, D-PWM3, D-PWMMAX y D-PWMMIN son conocidas como modulaciones discontinuas (D-PWM), ya que utilizan un único estado nulo y, en consecuencia, una rama del inversor no conmuta durante todo un periodo de conmutación (cuando v^{**} se enclava a ± 1 en Fig. 3) [18]. Esto conlleva una importante reducción de las pérdidas de conmutación en los semiconductores del VSI para las técnicas D-PWM, ya que la frecuencia media de conmutación equivalente se reduce a $4/5 \cdot f_{sw}$ debido a que sólo se conmutan cuatro de las cinco ramas posibles.

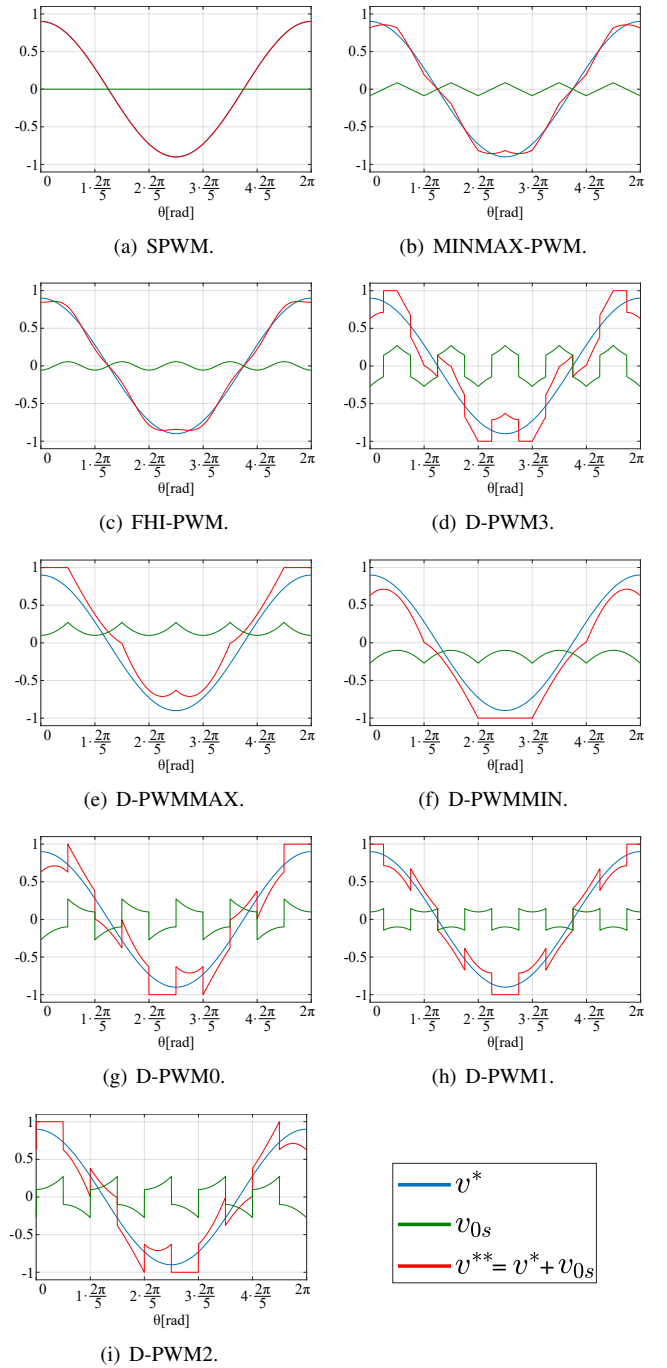


Fig. 3. Tensiones de referencia y componentes de secuencia cero para técnicas CB-PWM continuas y discontinuas utilizando $M = 0, 9$.

III. ESTIMACIÓN DE PÉRDIDAS EN EL CONDENSADOR DC-LINK

La forma clásica de estimar las pérdidas en el condensador DC-Link es la siguiente:

$$P_{loss} = ESR \cdot I_{cap,RMS}^2, \quad (1)$$

donde ESR es la resistencia serie equivalente del condensador, considerada constante en todo el rango de frecuencias (normalmente se obtiene para f_{sw}), y $I_{cap,RMS}$ es el valor RMS de la corriente por el condensador del DC-Link.

Suponiendo que todo el rizado de corriente de entrada del inversor proviene del condensador del DC-Link ($i_{cap} =$

$i_{inv,AC}$) y que la batería suministra toda la corriente media del inversor ($I_{bat} = I_{inv,avg}$), se conoce que

$$I_{cap,RMS}^2 = I_{inv,RMS}^2 - I_{inv,avg}^2. \quad (2)$$

Realizando un balance de potencia entre la entrada y la salida del inversor [19], se deduce:

$$I_{inv,avg} = \frac{5M}{4} \hat{I}_o \cos \phi, \quad (3)$$

donde M es el índice de modulación, ϕ es el ángulo de desfase de la corriente, y \hat{I}_o es el valor de la corriente de pico de salida.

Por otro lado, analizando los subintervalos de la Fig. 4, suponiendo que la corriente de salida no tiene rizado, y que la frecuencia de conmutación (f_{sw}) es mucho mayor que la frecuencia fundamental de la tensión de referencia (f_1), se obtiene la expresión de $I_{inv,rms}$ [8]:

$$I_{inv,RMS} = \sqrt{\frac{5}{2\pi} M \hat{I}_o^2 \left[\frac{4}{3} \cos^2 \phi \left(\sin \frac{2\pi}{5} + \sin \frac{\pi}{5} \right) + \frac{2}{3} \left(2 \sin \frac{\pi}{5} - \sin \frac{2\pi}{5} \right) \right]}. \quad (4)$$

Substituyendo (3) y (4) en (2), se obtiene la expresión final para $I_{cap,RMS}$:

$$I_{cap,RMS} = \sqrt{\frac{\hat{I}_o^2 M}{2 \pi} \left\{ \cos^2 \phi \left[\frac{20}{3} \left(\sin \frac{2\pi}{5} + \sin \frac{\pi}{5} \right) - \frac{25\pi}{8} M \right] + \frac{10}{3} \left(2 \sin \frac{\pi}{5} - \sin \frac{2\pi}{5} \right) \right\}} \quad (5)$$

donde se observa que $I_{cap,RMS}$ no depende de la técnica de modulación¹. Ésto ocurre ya que durante ambos estados nulos (t_0 y t_{31} en Fig. 4) tienen el mismo valor de corriente de entrada al inversor, por lo que la distribución de estos estados nulos no afecta a este parámetro. Como se observa en (5), la corriente RMS a través del condensador depende de M , ϕ , y \hat{I}_o .

Sin embargo, en casos reales, y teniendo en cuenta que la ESR varía con la frecuencia, es necesario aplicar un modelo más complejo donde se necesita conocer el espectro armónico para estimar con precisión las pérdidas del condensador del DC-Link:

$$P_{loss} = \sum_{h=1}^{\infty} [ESR(f_h) \cdot I_{cap,h,RMS}^2], \quad (6)$$

donde h es el orden armónico, $ESR(f_h)$ es la resistencia en serie equivalente del condensador para el armónico h , y $I_{cap,h,RMS}$ es el valor RMS del armónico h de la corriente del condensador.

IV. ANÁLISIS MEDIANTE LA DOBLE INTEGRAL DE FOURIER DE UNA SEÑAL PWM DE DOS NIVELES

La señal PWM de dos niveles es función de dos variables independientes periódicas en el tiempo $f(x, y)$: la asociada a la portadora $x(t) = \omega_{cr}t$ y la asociada a la señal de referencia o moduladora $y(t) = \omega_0t = \theta$. En [13] se muestra cómo se

¹Refiriéndose a las técnicas de modulación analizadas en este trabajo (2L2M PWM continuas y discontinuas, obtenidas mediante CB-PWM).

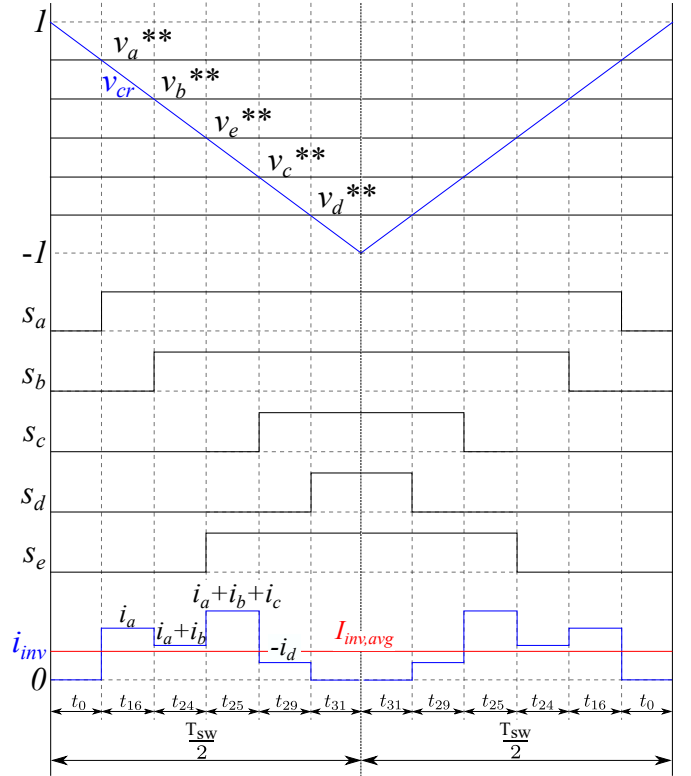


Fig. 4. Formas de onda típicas de estados de activación y corriente de entrada del inversor para modulaciones CB-PWM.

obtiene y desarrolla una expresión en series de Fourier para este tipo de señales $f(x, y)$:

$$f(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(mx) + B_{m0} \sin(mx)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)], \quad (7)$$

donde los coeficientes A_{mn} y B_{mn} pueden agruparse en \bar{C}_{mn}

$$\bar{C}_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) e^{j(mx+ny)} dx dy, \quad (8)$$

siendo m el índice asociado a la portadora (*carrier index*) y n el índice asociado al armónico fundamental (*baseband index*). Estas dos variables (m, n) definen la frecuencia de cada componente armónico mediante $\omega = m\omega_{cr} + n\omega_0$.

Existen dos métodos para determinar los componentes armónicos C_{mn} : la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y el análisis mediante la doble integral de Fourier. Cuando se realiza el análisis de Fourier para la corriente de una de las ramas del inversor ($i_{inv,a}$, Fig. 1), y considerando que $f(x, y)$ son pulsos rectangulares (suponiendo que $\omega_c \gg \omega_0$),

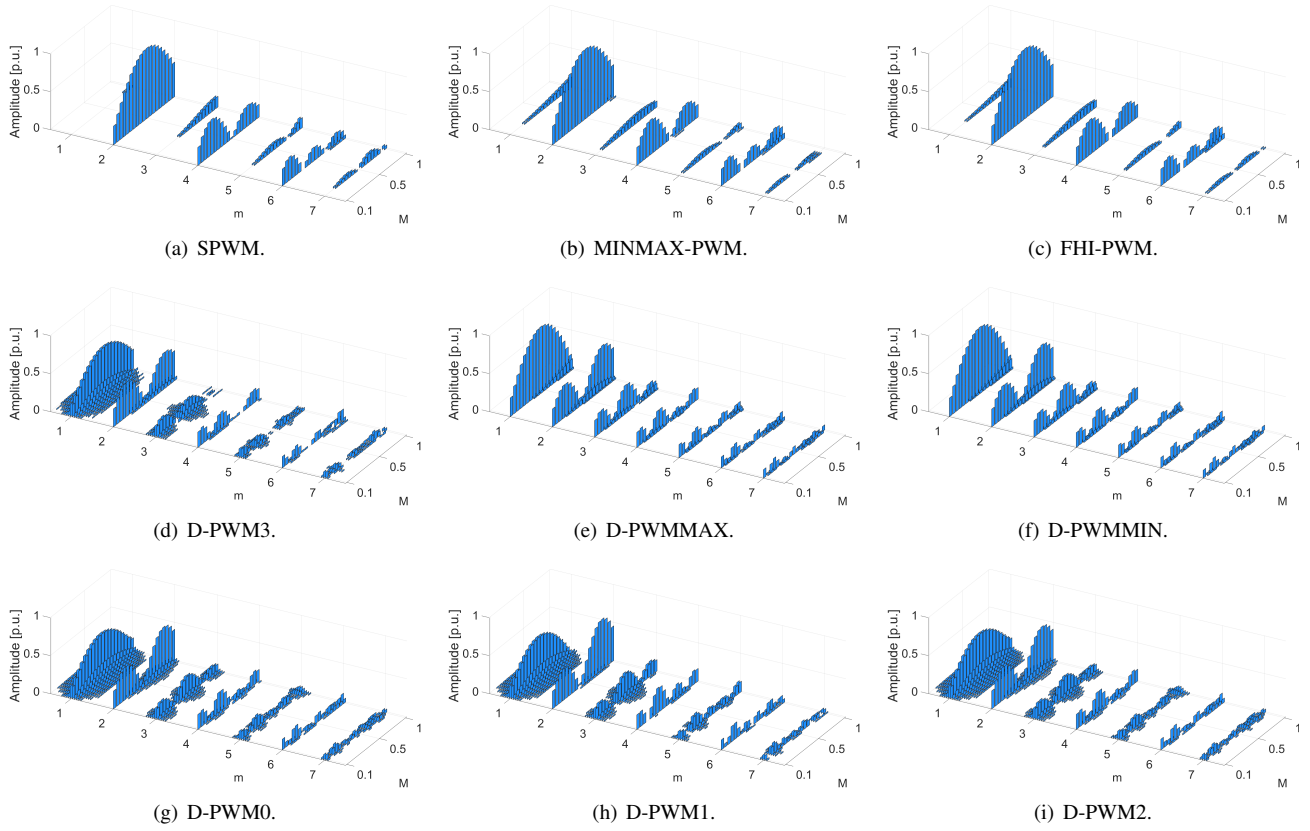


Fig. 5. Amplitudes del espectro armónico de la corriente de entrada para las modulaciones CB-PWM con $\phi = 0 \text{ rad}$.

$$f(x, y) = \begin{cases} 0 & \text{if } v^{**} \leq v_{cr} \\ \hat{I}_o \cos(y - \phi) & \text{if } v^{**} > v_{cr} \end{cases}, \quad (9)$$

los coeficientes de Fourier C_{mn} se obtienen con la siguiente expresión [11], [17]:

$$\bar{C}_{mn} = \frac{\hat{I}_o}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \left(\int_{-\frac{\pi}{2}(1+v^{**}(y))}^{\frac{\pi}{2}(1+v^{**}(y))} \cos(y - \phi) \cdot e^{j(mx+ny)} dx \right) dy, \quad (10)$$

donde se puede observar que los coeficientes, y en consecuencia, el espectro de corriente de $i_{inv,a}$, sí dependen de la técnica PWM por los límites de la integral interna $v^{**}(y)$.

Del mismo modo, hay que realizar el análisis de Fourier de las otras ramas del inversor para sumar sus efectos y, así, obtener el espectro armónico de la corriente total de entrada del inversor i_{inv} . La señal de corriente de una rama consecutiva del inversor es análoga a la corriente de la rama anterior pero desplazada un ángulo de $2\pi \cdot n/5$ rad. Por lo tanto, los coeficientes de Fourier de la rama 'b' pueden obtenerse tomando como referencia los coeficientes correspondientes de la rama 'a' multiplicándolos por el número complejo $1 \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot n/5}$.

V. ANÁLISIS ESPECTRAL DE LA CORRIENTE Y PÉRDIDAS EN EL CONDENSADOR DEL DC-LINK

A. Técnicas de modulación CB-PWM en un VSI de cinco fases

Aplicando el análisis de doble integral de Fourier de la Sección IV en MATLAB, los espectros de corriente de

las modulaciones CB-PWM de una única portadora se han obtenido para el ángulo $\phi = 0$ (Fig. 5).

Para las modulaciones continuas, se observa lo siguiente:

- El armónico predominante se da en $2f_{sw}$ ($m = 2$ y $n = 0$). Existe un máximo en $M \approx 0.6$.
- MINMAX-PWM y FHI-PWM son equivalentes en el rango completo de frecuencia e índice de modulación.
- SPWM tiene armónicos de bandas laterales de menor amplitud en $m = 1$ y $n \pm 5$ que MINMAX-PWM y FHI-PWM.

En cuanto a las modulaciones discontinuas:

- Todas las modulaciones PWM discontinuas analizadas tienen un componente armónico significativo alrededor de f_{sw} ($m = 1$).
- D-PWMMAX y D-PWMMIN son casi equivalentes. Los armónicos de bandas laterales alrededor de $m = 1$ son casi insignificantes y el componente predominante está en $m = 1$ y $n = 0$.
- D-PWM0, D-PWM1, D-PWM2, y D-PWM3 son casi equivalentes. Tienen armónicos de bandas laterales anchos alrededor de $m = 1$, lo que lleva a tener componentes armónicos a frecuencias más bajas.

B. Comparación entre un VSI de cinco fases y un trifásico para la técnica de modulación SPWM

En la Fig. 6 se compara el espectro de corriente de entrada de un inversor de cinco fases con uno trifásico que proporcionan la misma potencia de salida, para la modulación SPWM. En este caso se observa que en los VSI trifásicos los armónicos de bandas laterales existen en $m = 1$, $n = \pm 3$, en los VSI

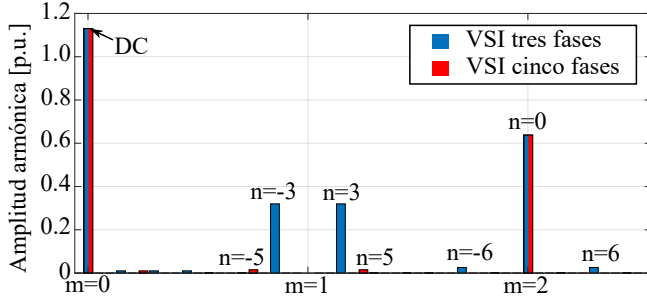


Fig. 6. Comparación del espectro de la corriente de entrada entre un VSI trifásico y uno de cinco fases para SPWM con $M = 0,9$ y $\phi = 0 \text{ rad}$.

de cinco fases existen en $m = 1$, $n = \pm 5$. Además, estas amplitudes armónicas se reducen significativamente a medida que aumenta el número de fases. Por ello, el valor eficaz de corriente por el condensador del DC-Link también se reduce [20].

C. Pérdidas en el condensador del DC-Link: análisis espectral

Para estimar las pérdidas en el DC-Link, se ha seleccionado el condensador de película metalizada de polipropileno (MKP), para aplicaciones de automoción, B25632E1117K000 ($110 \mu\text{F}$, 1000 VDC) de TDK Electronics. La variación de su ESR con la frecuencia se observa en Fig. 7.

Para ver la influencia de este parámetro en las pérdidas del condensador se han realizado dos análisis con diferentes frecuencias de conmutación (1 kHz y 10 kHz). En la Fig. 8 se observan las pérdidas para las técnicas de modulación PWM en relación a las pérdidas de SPWM como referencia. En este caso, se observa que para $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ (Fig. 8(a)) las técnicas de modulación PWM analizadas obtienen un resultado similar en cuanto a las pérdidas del condensador. Esto sucede ya que, para este caso, la ESR del condensador es prácticamente constante en el rango de frecuencias donde la corriente de entrada del inversor tiene sus armónicos predominantes (alrededor de $m = 1$, y $m = 2$). Por otro lado, cuando el análisis se realiza a $f_{sw} = 1 \text{ kHz}$ (Fig. 8(b)), la curva de ESR desciende con la frecuencia en la zona clave, y las técnicas D-PWM tienen un componente espectral predominante a frecuencias más bajas ($m = 1$), éstas técnicas funcionan peor (mayor P_{loss}) que las C-PWM.

En la Fig. 9 se comparan las pérdidas calculadas por el análisis espectral de (6) con las calculadas por la aproximación de (1), donde la ESR se consideran constante ($ESR = ESR @ f_{sw}$). En este caso se observa que a 10 kHz la aproximación es aceptable ya que el error es lo suficientemente pequeño, mientras que a 1 kHz , la aproximación no es lo suficientemente buena, ya que el error es grande y las pérdidas están sobrestimadas.

VI. CONCLUSIONES

Este trabajo se centra en un elemento crítico para los VSIs multifásicos como es el condensador del DC-Link. En el estudio realizado se comprueba que al aumentar el número de fases, los armónicos que provocan el rizado de corriente en

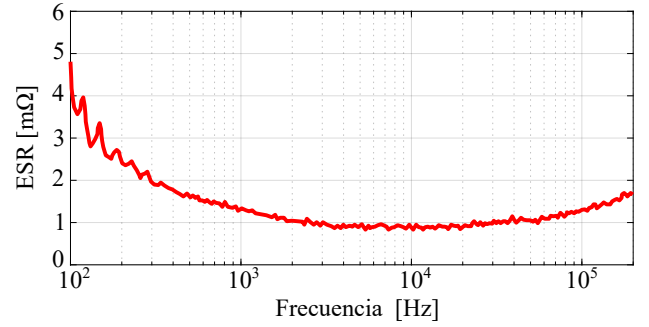


Fig. 7. ESR del condensador del DC-Link TDK MKP B25632E1117K000.

este componente se reducen, beneficiando su tiempo de vida. Por otro lado, se analiza el efecto que producen diferentes modulaciones PWM basados en portadora sobre este componente. Se ha visto que existen unos armónicos de corriente predominantes alrededor de las frecuencia de la portadora $m = 1$ y dos veces la portadora $m = 2$. Por un lado, la modulaciones continuas tienen su componente armónico predominante en $m = 2$, mientras que las discontinuas, además del armónico anterior, también tienen armónicos importantes alrededor de $m = 1$.

Las técnicas PWM analizadas pueden proporcionar diferentes pérdidas en el condensador a pesar de que todas ellas tengan el mismo valor eficaz de la corriente. Ésto se debe a que cada modulación provoca una forma de onda de corriente diferente en la entrada del inversor y, en consecuencia, un espectro de armónicos diferente. Este espectro de corriente es imprescindible para estimar correctamente las pérdidas a través del DC-Link debido a la dependencia de la ESR con la frecuencia.

Como se ha visto, para el condensador ‘B25632E1117K000’ y las frecuencias de conmutación analizadas en este trabajo, realizar la aproximación típica para estimar las pérdidas en el condensador del DC-Link provoca errores relativos de hasta un 50%. Sin embargo, del análisis espectral de la corriente en el condensador para calcular las pérdidas puede desprejarse si la curva de ESR es casi constante cerca de la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, conocer la curva ESR y la frecuencia de conmutación es importante para saber si se puede realizar la aproximación de las pérdidas o si es recomendable realizar el cálculo a través del espectro de la corriente de entrada.

VII. AGRADECIMIENTOS

El trabajo descrito en esta publicación ha sido financiado por el Gobierno Vasco en base a las ayudas para apoyar las actividades de grupos de investigación del sistema universitario vasco IT978-16. Además, ha sido financiado por el Gobierno Vasco a través del proyecto de investigación ENSOL2 (KK-2020/00077) del programa ELKARTEK y el MCIN/AEI/10.13039/501100011033 a través del proyecto de investigación PID2020-115126RB-I00. Por último, se quiere agradecer también el apoyo del programa predoctoral de la UPV/EHU por la beca predoctoral (PIF20-305).

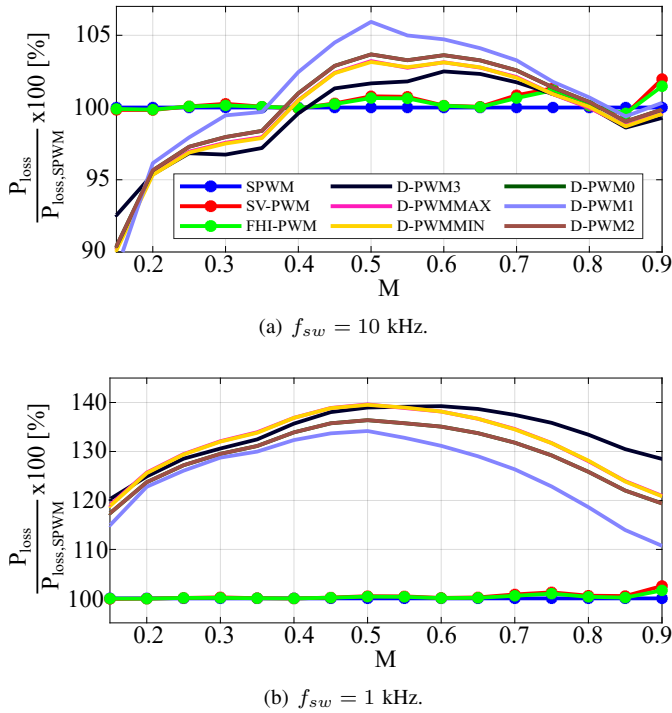


Fig. 8. Pérdidas en el condensador del DC-Link para las modulaciones PWM analizadas relativas a SPWM con $\phi = 0$ para dos frecuencias de conmutación.

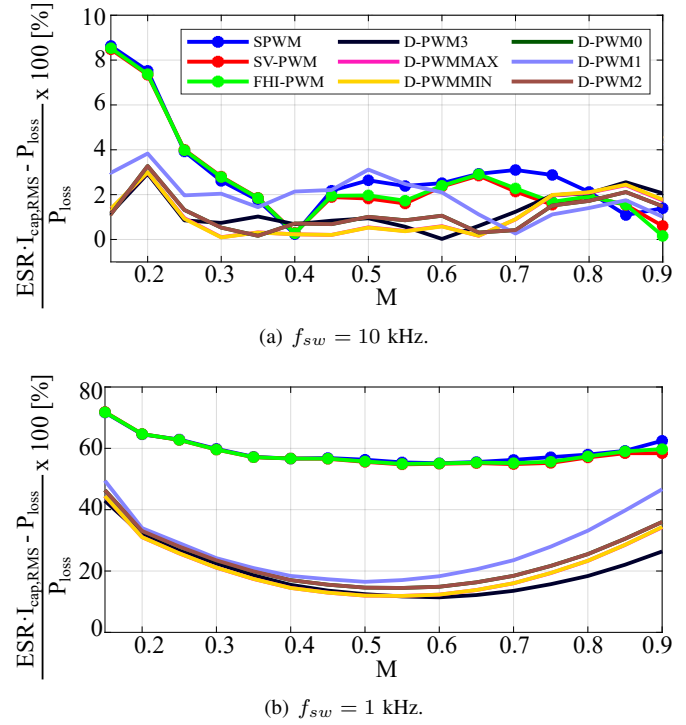


Fig. 9. Error relativo entre las pérdidas en el condensador del DC-Link obtenidas mediante el análisis espectral y la aproximación con $\phi = 0$ para dos frecuencias de modulación.

REFERENCIAS

- [1] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [2] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermúdez, I. González-Prieto, and N. A. Rahim, "A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7824–7836, 2017.
- [3] X. Wang, Z. Wang, Z. Xu, M. Cheng, W. Wang, and Y. Hu, "Comprehensive diagnosis and tolerance strategies for electrical faults and sensor faults in dual three-phase pmsm drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6669–6684, 2019.
- [4] G. Feng, C. Lai, M. Kelly, and N. C. Kar, "Dual three-phase PMSM torque modeling and maximum torque per peak current control through optimized harmonic current injection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3356–3368, 2019.
- [5] E. Robles, M. Fernandez, J. Andreu, E. Ibarra, and U. Ugalde, "Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 140, no. 110746, pp. 1–26, 2021.
- [6] E. Robles, M. Fernandez, J. Andreu, E. Ibarra, J. Zaragoza, and U. Ugalde, "Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 157, no. 111971, pp. 1–21, 2022.
- [7] U. Choi, F. Blaabjerg, and K. Lee, "Study and handling methods of power igt module failures in power electronic converter systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2517–2533, 2015.
- [8] P. A. Dahono, Deni, C. P. Akbarifutra, and A. Rizqiawan, "Input ripple analysis of five-phase pulse width modulated inverters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 5, pp. 716–723, 2010.
- [9] P. A. Dahono, Deni, and A. Rizqiawan, "Analysis and minimization of input current and voltage ripples of five-phase PWM inverters," in *Proc. of the International Power and Energy Conference (PECON)*, 2008, pp. 625–629.
- [10] J. Kolar and S. Round, "Analytical calculation of the rms current stress on the dc-link capacitor of voltage-pwm converter systems," *Electric Power Applications*, vol. 153, no. 4, pp. 535 – 543, 2006.
- [11] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, "DC-Link harmonics of three-phase voltage-source converters influenced by the pulsewidth-modulation strategy - an analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 2085–2092, 2008.
- [12] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "A general analytical method for calculating inverter DC-Link current harmonics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1851–1859, 2009.
- [13] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, 2003.
- [14] C. Rettner, G. Jacob, M. Schiedermeier, A. Apelsmeier, and M. März, "Voltage ripple analysis based on dc-link current harmonics for voltage source inverters," in *Proc. of the Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2019, pp. 1–6.
- [15] N. Rouhana, N. Patin, G. Friedrich, E. Negre, and S. Loudot, "Analysis of DC-Link current harmonics for unconventional PWM strategies - application of the double Fourier integral method," in *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1–8.
- [16] N. Kesbia, J.-I. Schanen, L. Garbuio, and H. Alawieh, "An analytical model of the DC-Link current ripple in multiphase PWM inverter," in *Proc. of the Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, 2020, pp. 1–5.
- [17] G. I. Orfanoudakis, S. M. Sharkh, and M. A. Yuratic, "Analysis of DC-Link capacitor losses in three-level neutral point clamped and cascaded h-bridge voltage source inverters," in *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2010, pp. 664–669.
- [18] J. Prieto, M. Jones, F. Barrero, E. Levi, and S. Toral, "Comparative analysis of discontinuous and continuous PWM techniques in VSI-fed five-phase induction motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 12, pp. 5324–5335, 2011.
- [19] S. M. Dabour, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, and S. Ahmed, "Analysis of scalar PWM approach with optimal common-mode voltage reduction technique for five-phase inverters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 1854–1871, 2019.
- [20] A. Muqorobin, P. A. Dahono, and A. Purwadi, "Optimum phase number for multiphase PWM inverters," in *Proc. of the International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI)*, 2017, pp. 1–6.