

Análisis del rizado de corriente de salida para accionamientos de máquinas asimétricas duales trifásicas con técnicas PWM entrelazadas

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

Abstract—El condensador del bus de continua (bus d.c.) desempeña un papel fundamental en lo que respecta a la densidad de potencia y la fiabilidad del inversor. Los accionamientos de máquinas asimétricas duales trifásicas (*asymmetrical dual three-phase, ADTP*) están ganando relevancia en el sector del vehículo eléctrico. Por ello, existen ciertos trabajos que abordan la reducción del impacto que tienen la familia de técnicas PWM con inyección de doble secuencia cero (*double zero-sequence injection, DZSI*), junto a técnicas de entrelazado (*interleaving*), sobre un componente tan voluminoso y propenso a fallos como es el condensador del bus d.c. en una disposición ADTP. Sin embargo, estos trabajos no tienen en cuenta cómo estas técnicas avanzadas de entrelazado afectan otras características importantes del accionamiento como la calidad de onda de corriente de salida. Por esa razón, en este trabajo se decide analizar el efecto del ángulo de entrelazado sobre la salida del accionamiento para mostrar el compromiso que conlleva reducir la corriente por el bus d.c. en una disposición ADTP. Las simulaciones han demostrado que usar un entrelazado puede empeorar hasta un 119 % el rizado de corriente en la salida. Por lo tanto, la correcta selección de técnica de PWM entrelazada mejorará la fiabilidad y reducirá el tamaño de los condensadores del bus d.c. de los futuros vehículos eléctricos, mitigando en medida de lo posible efectos secundarios indeseados como pérdidas adicionales y vibraciones.

Palabras Clave—Multifase, condensador del bus de continua, entrelazado, DZSI-PWM.

I. INTRODUCCIÓN

Los vehículos eléctricos están experimentando un enorme cambio mediante la introducción de semiconductores WBG, motores sin dependencia de tierras raras y nuevas arquitecturas de convertidores. Los fabricantes de automóviles y programas internacionales como Horizon Europe, USCAR, DOE y UN ESCAP se centran en mejorar la potencia específica (kW/kg), la densidad de potencia (kW/l), la eficiencia (%) y el coste (\$/kW) [1]. En este contexto, los sistemas de propulsión multifásicos ofrecen varias ventajas a un coste asequible en comparación con los sistemas trifásicos clásicos. Entre esas ventajas figuran: el reparto de potencia entre fases, la reducción del rizado de par, la mejora de la densidad de par, menor rizado de corriente en el bus d.c. y funcionamiento tolerante a fallos [2], [3].

Con el fin de beneficiarse de las mencionadas ventajas de los sistemas multifásicos, la literatura científica reciente muestra que la topología trifásica dual (Fig. 1-①) es una de las soluciones multifásicas más extendidas [4]. Estas configuraciones son las más interesantes, pues (i) representan un buen compromiso entre rendimiento y complejidad; (ii)

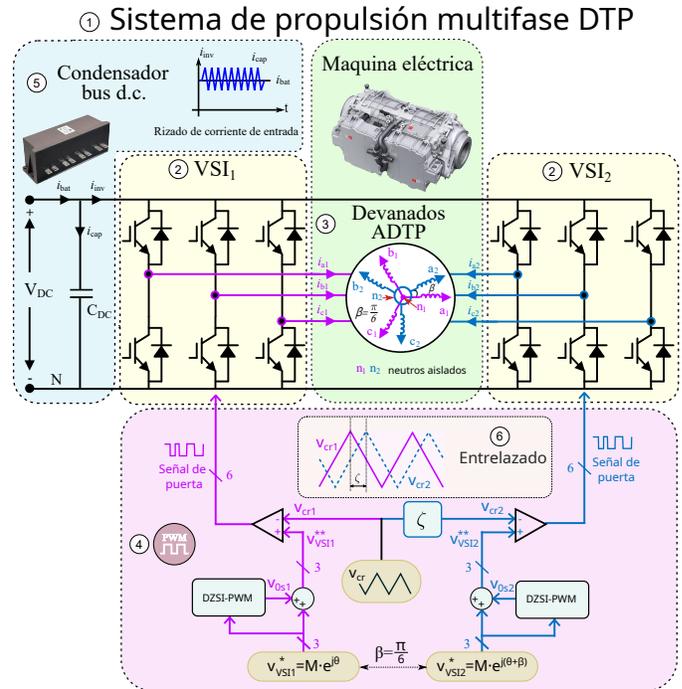


Fig. 1: Arquitectura conceptual de una disposición ADTP considerando todos los elementos que lo constituyen y los conceptos analizados en este trabajo.

posibilitan una fácil migración desde tecnologías trifásicas ya que se pueden usar dos inversores fuente de tensión (*voltage source inverter, VSI*) trifásicos genéricos para alimentar ambos conjuntos de devanados trifásicos de forma independiente (Fig. 1-②); y (iii) exhiben muy buen comportamiento en términos de tolerancia a fallos (circuito abierto y cortocircuito, así como en la alimentación d.c.) [4]. En general, 0° , 30° y 60° son los desfases preferidos entre los dos conjuntos trifásicos. Sin embargo, el de 30° , que comúnmente se denomina como máquina asimétrica de seis fases o asimétrica dual trifásica (*asymmetrical dual three-phase, ADTP*, Fig. 1-③), proporciona una mayor densidad de par y un menor rizado que las demás, ya que elimina el sexto armónico mediante la sincronización de los dos conjuntos de devanados [5].

Las técnicas PWM basadas en portadora (*carrier-based, CB*) aplicadas en un inversor ADTP se conocen comúnmente como técnicas PWM de doble inyección de secuencia cero (*double zero-sequence injection, DZSI*). La Fig. 1-④ muestra como se inyectan dos componentes de secuencia homopolar

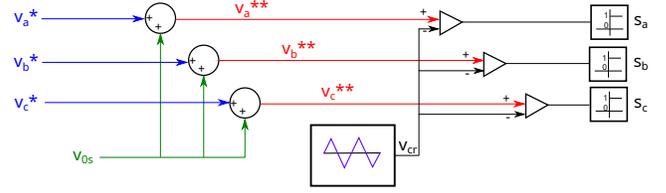
(v_{0s1} y v_{0s2}) iguales pero desfasadas $\pi/6$ rad a cada set trifásico que componen el ADTP [6]. Las DZSI-PWMs pueden clasificarse como continuas o discontinuas [7]. La PWM sinusoidal (*sinusoidal PWM*, *SPWM*), el método MINMAX-PWM (a veces también denominado PWM vectorial simétrica), y la PWM de inyección de tercer armónico (*third harmonic injection PWM*, *THI-PWM*)¹ se conocen como modulaciones continuas (C-PWM). En todas estas técnicas, todas las ramas del inversor conmutan continuamente. Por otro lado, D-PWMMIN, D-PWMMAX, D-PWM0, D-PWM1, D-PWM2 y D-PWM3 se conocen como técnicas PWM discontinuas (D-PWM)². En estas últimas, una rama no conmuta mientras que su señal moduladora modificada está enclavada a ± 1 (v^{**} , Fig. 2). De este modo, las pérdidas de conmutación en los dispositivos semiconductores del VSI se reducen, ya que sólo dos de las tres ramas están conmutando en un mismo instante. La Fig. 2 muestra cómo se implementan estas técnicas CB-PWM trifásicas, donde $v^* = M \cos(\theta_1)$ es la señal moduladora, v_{0s} es la componente homopolar inyectada, $v^{**} = v^* + v_{0s}$ es la señal moduladora modificada, θ_1 es la posición angular de la señal moduladora y el índice de modulación (M) se define como $M = \hat{V}_1 / (0.5 \cdot V_{DC})$ [7], donde \hat{V}_1 es el valor de pico de la tensión fase-neutro y V_{DC} es la tensión en el bus de continua.

A nivel de hardware, el condensador del bus d.c. (C_{DC} , Fig. 1-5) es un elemento clave del VSI. Este condensador se encarga de reducir el rizado de tensión de baja frecuencia a la entrada del convertidor, así como de almacenar la energía necesaria para permitir un equilibrio de potencia instantáneo entre la entrada y la salida del mismo. Debe proporcionar una vía de baja impedancia para las corrientes de alta frecuencia con el fin de desacoplar y reducir el rizado de la corriente proveniente de la batería. Y lo que es más importante, en las aplicaciones de tracción, el condensador del bus d.c. es un componente caro y voluminoso, ya que representa hasta el 40 % del volumen total del VSI [8]–[11]. Además, los condensadores también se consideran uno de los elementos más críticos de la electrónica de potencia, al estar directamente relacionados con el 30 % del número total de fallos de los VSIs [12], [13]. Por este motivo, la fiabilidad de estos componentes reactivos se ha analizado en profundidad durante los últimos años [14], [15].

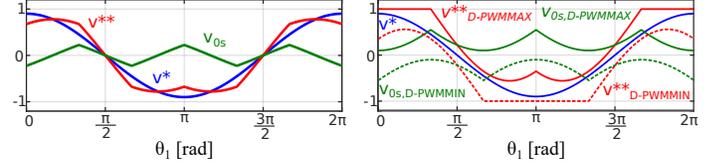
Dado que el condensador es un componente crítico, se están realizando importantes esfuerzos para mejorar su dimensionamiento. Generalmente, los trabajos que tratan de reducir el C_{DC} en disposiciones ADTP proponen minimizar la corriente a través del condensador mediante la sincronización de los dos inversores trifásicos que lo conforman. Para ello, utilizan DZSI-PWMs con entrelazado (*interleaving*), que consiste en desfasar la portadora del VSI₂ respecto a la del VSI₁ un ángulo ζ (v_{cr1} , v_{cr2} , Fig. 1-6) [16]–[20]. Sin embargo, estos trabajos son escasos y no tienen en cuenta cómo estas técnicas avanzadas de entrelazado afectan otras características importantes del accionamiento como la calidad de onda de corriente de

¹Se excluye THI-PWM del estudio porque la modulación en si, y por ende, los resultados obtenidos, son muy parecidos a los de MINMAX-PWM.

²Se excluyen D-PWM0 y D-PWM2 del estudio porque están diseñadas para cargas capacitivas e inductivas, alejadas de la aplicación del tren de tracción del vehículo eléctrico.

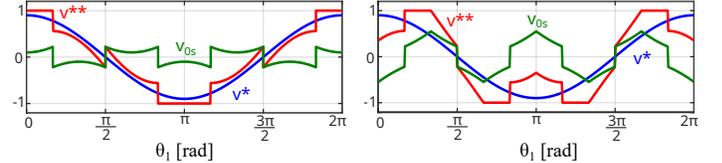


(a) Diagrama de bloques para las técnicas CB-PWM.



(b) MINMAX-PWM.

(c) D-PWMMIN & D-PWMMAX.



(d) D-PWM1.

(e) D-PWM3.

Fig. 2: Diagrama de bloques de CB-PWM más importantes, sus tensiones de referencia y señales de secuencia cero.

salida. Por esa razón, en este trabajo se analiza el efecto del ángulo de entrelazado sobre la forma de onda de la corriente de salida, para mostrar el compromiso que conlleva reducir la corriente por el bus d.c. en una disposición ADTP.

II. ESPACIO VECTORIAL PARA ADTPS

El VSI de 6 fases de la Fig. 1-2 consta de seis ramas [s_{a1} , s_{b1} , s_{c1} , s_{a2} , s_{b2} , s_{c2}]. Cada rama tiene un estado de conmutación binario (0 o 1), lo que resulta en un total de 64 estados de conmutación únicos para el VSI. Estos estados de conmutación, combinados con la tensión bus d.c. (V_{DC}), determinan las tensiones de fase de salida. Estas tensiones se pueden transformar a su vez en los ejes de referencia de Clarke α , β , $z1$, $z2$, $\mu1$ y $\mu2$ utilizando el enfoque de espacio vectorial (*Vector Space Decomposition*, *VSD*) [21]:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{\mu1} \\ X_{\mu2} \end{bmatrix} = [T_6] \cdot \begin{bmatrix} X_{a1n1} \\ X_{b1n1} \\ X_{c1n1} \\ X_{a2n2} \\ X_{b2n2} \\ X_{c2n2} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

donde X representa la tensión (V), intensidad de corriente (I) o flujo (Ψ); y

$$[T_6] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

es la matriz de transformación.

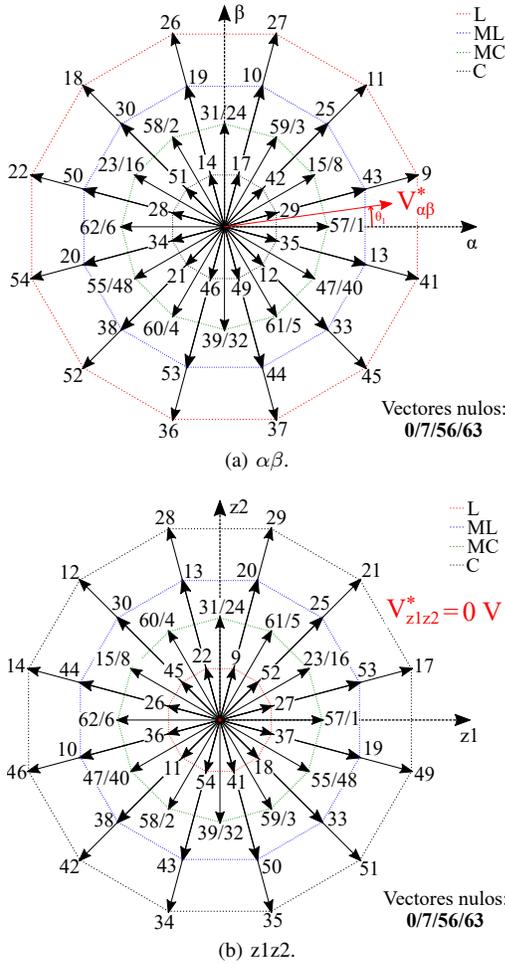


Fig. 3: Representación del espacio vectorial para los accionamientos ADTP.

El subespacio $\alpha\beta$ de la Fig. 3a contiene la componente fundamental además de armónicos de orden $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$). Esto significa que en este subespacio $\alpha\beta$ se encuentran los armónicos 11, 13, 23, 25, etc. Éste es el único subespacio que implica la conversión electromecánica de energía. Por otro lado, los armónicos de orden $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5, \dots$), como los armónicos 5, 7, 17, 19, etc. se proyectan al subespacio $z1z2$ de la Fig. 3b. Estos componentes solo generan pérdidas de potencia, disminuyendo la eficiencia y aumentando el coste total del accionamiento. Finalmente, los armónicos en el plano $\mu_1\mu_2$ son iguales a cero, debido a que cada set de devanados trifásicos está conectado a un neutro distinto (Fig. 1-③). Por esta razón, el subespacio $\mu_1\mu_2$ se excluye del análisis.

La Fig. 3 muestra los vectores disponibles dentro de los subespacios $\alpha\beta$ y $z1z2$. A cada estado de conmutación se le asigna un número decimal, que corresponde a la secuencia binaria $[s_{c2}, s_{b2}, s_{a2}, s_{c1}, s_{b1}, s_{a1}]$. Es importante destacar que, aunque hay 64 estados de conmutación posibles, solo 48 de ellos son vectores espaciales activos distintos entre sí (además del vector cero). Sin embargo, es necesario tener en cuenta los estados redundantes, ya que afectan los patrones de conmutación de manera diferente. Estos 48 vectores activos diferentes entre sí se clasifican en cuatro grupos según sus lon-

gitudes vectoriales en ambos planos: Largo ($L = 0.64 \cdot V_{DC}$), Medio-Largo ($ML = 0.47 \cdot V_{DC}$), Medio-Corto ($MC = 0.33 \cdot V_{DC}$) y Corto ($C = 0.17 \cdot V_{DC}$).

La Fig. 3 también muestra la componente fundamental de la tensión de referencia representada como el vector espacial $\vec{v}^* = M \cdot e^{j\theta_1}$ en unidades porcentuales, donde M es proporcional a la amplitud, y θ_1 es el ángulo de dicho vector [7].

Teniendo en cuenta todos estos aspectos respecto al espacio vectorial de los accionamientos ADTP, a continuación se introduce la ya conocida figura de mérito para cuantificar la calidad de onda de salida que generan las técnicas PWM llamada factor de distorsión armónica (*Harmonic Distortion Factor, HDF*), adaptada a los accionamientos ADTP.

III. FACTOR DE DISTORSIÓN DE ARMÓNICA PARA ACCIONAMIENTOS ADTPS

Durante la modulación por anchura de pulsos (*Pulse-Width Modulation, PWM*), el promedio de los vectores aplicados corresponde al vector de referencia (\vec{v}^*). Sin embargo, los vectores aplicados instantáneamente (\vec{v}) en diferentes intervalos de tiempo no coinciden con \vec{v}^* , lo que resulta en desviaciones instantáneas de tensión (errores de tensión). Estos errores de tensión de alta frecuencia generan un rizado en la corriente de salida y, por lo tanto, pérdidas de potencia y rizado de par adicionales.

El rizado de corriente de salida depende en gran medida de la impedancia de la máquina eléctrica. En accionamientos de motores en general, y en sistemas de tracción eléctrica en particular, la caída de tensión en la resistencia equivalente puede ser despreciada con respecto a la inductancia equivalente, debido a los armónicos de alta frecuencia en la tensión de salida [7]:

$$2\pi f_h L_{eq} \gg R_{eq}, \quad (3)$$

donde, f_h es la frecuencia de los armónicos de tensión de alta frecuencia, y L_{eq} y R_{eq} son la inductancia y resistencia equivalentes de la máquina eléctrica, respectivamente. Por lo tanto, el rizado de corriente se puede expresar como:

$$\Delta \vec{i} \approx \frac{1}{L_{eq}} \int_0^{\Delta t_v} (\vec{v} - \vec{v}^*) dt, \quad (4)$$

donde Δt_v representa el intervalo de tiempo durante el cual se aplica el vector \vec{v} .

La noción de 'desviación del flujo armónico' ($\Delta \vec{\lambda}$) se utiliza típicamente [22]–[25] con el fin de cuantificar la calidad de la forma de onda de salida proporcionada por las técnicas PWM. El análisis del flujo armónico difiere del análisis de la distorsión de corriente armónica (*Total Harmonic Distortion, THDi*), ya que no depende del valor de la inductancia equivalente de salida:

$$\Delta \vec{\lambda} = \int_0^{\Delta t_v} (\vec{v} - \vec{v}^*) dt. \quad (5)$$

Como $\Delta \vec{\lambda}$ depende de la tensión del bus d.c. (V_{DC}) y del periodo de conmutación (T_{sw}), se introduce un factor de

normalización (λ_N) [22]–[26] para obtener el valor por unidad (p.u.) de la desviación armónica del flujo:

$$\Delta\vec{\lambda} [\text{p.u.}] = \frac{\Delta\vec{\lambda}}{\lambda_N} [\text{Wb}] \quad (6)$$

donde,

$$\lambda_N = \frac{V_{DC} T_{sw}}{8}. \quad (7)$$

De esta forma, a partir de ahora, todas las variables relacionadas con el flujo armónico son independientes de estos parámetros (V_{DC} y T_{sw}).

Es conveniente calcular el valor eficaz (*Root Mean Square, RMS*) del flujo armónico, ya que está directamente relacionado con el valor RMS del rizado de corriente de salida y, en consecuencia, con las pérdidas de potencia. El cálculo del valor RMS de la desviación del flujo armónico se realiza en dos pasos. Inicialmente, a nivel ‘microscópico’ (T_{sw}):

$$\Delta\Lambda_{rms,T_{sw}} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} \Delta\Lambda^2 dt}, \quad (8)$$

y posteriormente, el flujo armónico obtenido hasta ahora debe reevaluarse durante el período fundamental ($T_1 \equiv 2\pi$ rad):

$$\Delta\Lambda_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \Delta\Lambda_{rms,T_{sw}}^2 dt} \quad (9)$$

Del mismo modo, cuando no se especifique en qué intervalo de tiempo o ángulo se calculan los valores RMS, como en $\Delta\Lambda_{rms}$ de (9), se entenderá que se realiza en la escala ‘macroscópica’.

Teniendo en cuenta lo anterior, para el caso particular de una máquina ADTP de seis fases, se define $\Delta\Lambda_{ADTP,rms}^2$ como:

$$\begin{aligned} \Delta\Lambda_{ADTP,rms}^2 &= \Delta\Lambda_{a1n1,rms}^2 + \Delta\Lambda_{b1n1,rms}^2 + \Delta\Lambda_{c1n1,rms}^2 \\ &+ \Delta\Lambda_{a2n2,rms}^2 + \Delta\Lambda_{b2n2,rms}^2 + \Delta\Lambda_{c2n2,rms}^2. \end{aligned} \quad (10)$$

Aplicando la transformación [T_6] de (2),

$$\Delta\Lambda_{ADTP,rms}^2 = 3 \cdot [\Delta\Lambda_{\alpha,rms}^2 + \Delta\Lambda_{\beta,rms}^2 + \Delta\Lambda_{z1,rms}^2 + \Delta\Lambda_{z2,rms}^2] \quad (11)$$

donde el coeficiente ‘3’ de (11) se debe a que la [T_6] utilizada en (2) es la transformada invariante en amplitud.

El factor de distorsión armónica (*Harmonic Distortion Factor, HDF*) en los sistemas de referencia de Clarke se define como:

$$\begin{aligned} HDF_{\alpha\beta} &= 3 \cdot [\Delta\Lambda_{\alpha,rms}^2 + \Delta\Lambda_{\beta,rms}^2], \\ HDF_{z1z2} &= 3 \cdot [\Delta\Lambda_{z1,rms}^2 + \Delta\Lambda_{z2,rms}^2], \end{aligned} \quad (12)$$

y su correlación con el valor RMS de la corriente a través de una rama del ADTP [24]:

$$\begin{aligned} \Delta I_{ADTP,ph,rms}^2 &= \frac{1}{6} \cdot \lambda_N^2 \cdot \left(\frac{HDF_{\alpha\beta}}{L_{\alpha\beta}^2} + \frac{HDF_{z1z2}}{L_{z1z2}^2} \right) \\ &= \frac{1}{6} \cdot \frac{\lambda_N^2}{L_{\alpha\beta}^2} \cdot HDF_{ADTP}. \end{aligned} \quad (13)$$

Por lo tanto, el HDF para el accionamiento ADTP se define como:

$$HDF_{ADTP} = HDF_{\alpha\beta} + k_L^2 \cdot HDF_{z1z2}, \quad (14)$$

donde k_L es la relación de inductancias entre ambos planos:

$$k_L = \frac{L_{\alpha\beta}}{L_{z1z2}}, \quad (15)$$

y $L_{\alpha\beta}$ y L_{z1z2} son las inductancias equivalentes de la máquina eléctrica en el marco de referencia de Clarke. Este ratio de inductancias k_L depende completamente del diseño y la construcción de la máquina eléctrica [24], [27]. En cuanto a las máquinas de inducción, a través de sus circuitos equivalentes de alta frecuencia, se deducen las inductancias equivalentes [22], [24], [28]:

$$\begin{aligned} L_{\alpha\beta} &= L_{ls\alpha\beta} + \frac{L_{lr\alpha\beta} \cdot L_{m\alpha\beta}}{L_{lr\alpha\beta} + L_{m\alpha\beta}} \approx L_{ls\alpha\beta} + L_{lr\alpha\beta} \approx L_{ls\alpha\beta}, \\ L_{z1z2} &= L_{lsz1z2}, \end{aligned} \quad (16)$$

donde $L_{lr\alpha\beta}$ es la inductancia de fuga del rotor en el sistema de referencia $\alpha\beta$. En alta frecuencia, el efecto ‘*skin*’ provoca una reducción de la inductancia de fugas del rotor, lo que la hace menos relevante frente la inductancia de fuga del estátor [25], [29]. Por lo tanto, para ambos planos, la inductancia predominante es la inductancia de fugas del estátor.

En otro orden de cosas, las técnicas de DZSI-PWM discontinuas presentan una frecuencia de conmutación promedio:

$$f_{sw,avg,D-PWM} = 2/3 \cdot f_{sw,avg,C-PWM}. \quad (17)$$

Si bien el objetivo principal de reducir la frecuencia de conmutación promedio en las técnicas DZSI-PWM discontinuas es reducir las pérdidas en el VSI, esto resulta en una clara degradación de la calidad de onda de salida. Por lo tanto, las D-PWMs ofrecen la posibilidad de aumentar su frecuencia de conmutación (f_{sw}) hasta un punto donde sus pérdidas sean comparables a las de las C-PWMs, mejorando así la calidad de onda de salida.

En este contexto, se introduce un coeficiente de corrección de frecuencia de conmutación promedio para el HDF llamado ‘ k_{ASF} ’. De esta manera, se puede realizar una comparación justa en términos de HDF_{ASF} :

$$HDF_{ASF} = k_{ASF}^2 \cdot HDF_{ADTP}. \quad (18)$$

donde,

$$k_{ASF} = \begin{cases} 2/3 & \text{when D-PWMs,} \\ 1 & \text{when C-PWMs.} \end{cases} \quad (19)$$

De esta manera, se define el HDF_{ASF} para un accionamiento ADTP modulado por cualquier DZSI-PWM. Teniendo esto en cuenta, la siguiente sección presenta los resultados obtenidos mediante la aplicación de esta definición.

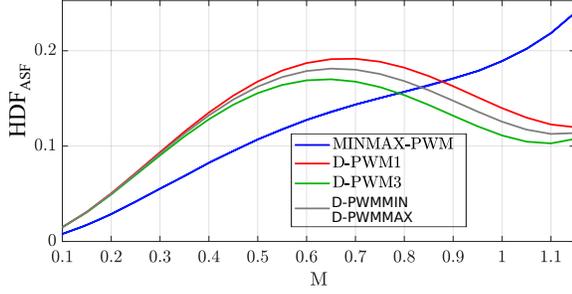


Fig. 4: HDF_{ASF} de las técnicas DZSI-PWM en máquinas eléctricas con $k_L = 1$ (El entrelazado NO tiene efecto).

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Usando Matlab-Simulink, se han obtenido los siguientes resultados de simulación. En el caso en que el ratio de inductancias $k_L = 1$, el HDF_{ASF} no depende del ángulo de entrelazado ζ . En este sentido, la Fig. 4 muestra el HDF_{ASF} para las DZSI-PWM analizadas en este tipo de accionamientos ADTP, donde $k_L = 1$. Aquí se puede observar que para $M < 0.78$, MINMAX-PWM tiene el HDF_{ASF} más bajo, mientras que para $M > 0.78$, prevalece la D-PWM3.

Para el resto de accionamientos ADTP, donde $k_L > 1$, se analiza la operación típica sin entrelazado ($\zeta = 0$ rad), además de los ángulos $\zeta = \pi/2$ rad y $\zeta = \pi$ rad. Se encogen estos dos últimos ángulos de entrelazado debido a que $\zeta = \pi$ rad reduce la corriente RMS del condensador bus d.c. para las técnicas D-PWMMIN y D-PWMMAX [20], y $\zeta = \pi/2$ rad logra el mismo propósito para el resto de las técnicas de DZSI-PWM analizadas [20]. La Fig. 5 muestra el caso particular del HDF_{ASF} para técnicas DZSI-PWM en un accionamiento ADTP con $k_L = 1.5$. Los resultados obtenidos para este tipo específico de accionamiento muestran que el entrelazado empeora el HDF_{ASF} en todo el rango de M para MINMAX-PWM, D-PWMMIN y D-PWMMAX. Este efecto se maximiza en $0.4 < M < 0.7$. Por otro lado, para D-PWM1 y D-PWM3 no hay diferencias significativas entre usar entrelazado o no. Se repite este tipo de análisis para accionamientos ADTP con otros valores de k_L y los resultados se resumen en la Tabla I. Esta tabla indica que, al usarse el entrelazado en accionamientos de mayor k_L , la calidad de onda de MINMAX-PWM, D-PWMMIN y D-PWMMAX empeora significativamente, mientras que D-PWM1 y D-PWM3 no se ven tan afectadas.

La Tabla II realiza una comparación entre las características de entrada y salida de un sistema de accionamiento ADTP con DZSI-PWM entrelazadas en términos de $I_{cap,rms}$ y HDF_{ASF} . Los datos para el lado de entrada se han extraído y adaptado de un estudio previo [20]. Al analizar esta tabla, se destaca que MINMAX-PWM es la opción más ventajosa para el lado de entrada cuando se utiliza un ángulo de entrelazado de $\zeta = \pi/2$ rad. Sin embargo, esta misma técnica genera un empeoramiento significativo en el HDF_{ASF} . Por otro lado, D-PWMMIN con un ángulo de $\zeta = \pi$ rad también mejora considerablemente el lado de la entrada. No obstante, no se aconseja su uso debido a la salida que genera. La D-PWM3 entrelazada con $\zeta = \pi/2$ rad demuestra ser la opción con el mejor equilibrio entre entrada y salida. Aunque no se destaca como la mejor técnica en ninguno de los lados, exhibe

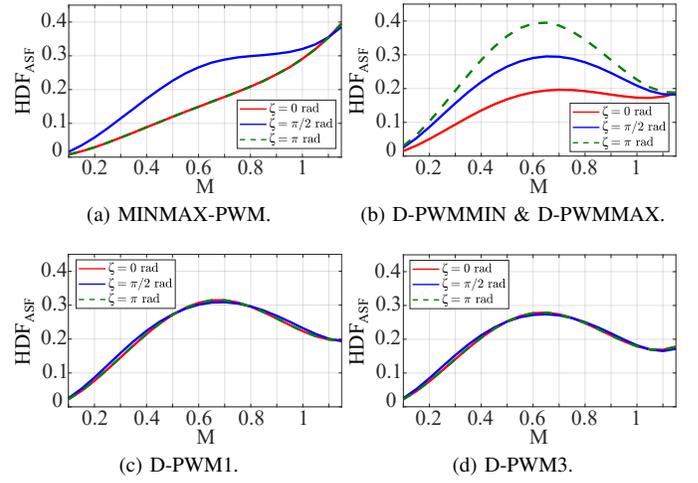


Fig. 5: Efecto del entrelazado en el HDF_{ASF} de las técnicas DZSI-PWM en máquinas eléctricas con $k_L = 1.5$.

Tabla I: Variación media del HDF_{ASF} de las DZSI-PWM entrelazadas en accionamientos ADTP con diferentes valores de k_L sobre el rango de M .

PWM Technique	Variación media del HDF_{ASF} [%]			
	$k_L = 1$	$k_L = 1.3$	$k_L = 1.5$	$k_L = 1.7$
MINMAX	0	36.65	63.47	91.68
D-PWMMIN	0	46.05	81.19	119.38
D-PWMMAX	0	46.05	81.19	119.38
D-PWM1	0	3.29	5.04	6.46
D-PWM3	0	3.08	4.68	5.98

un rendimiento balanceado en ambos aspectos. Además, al ser una técnica discontinua, puede aplicarse para reducir las pérdidas de potencia de conmutación en el VSI y disminuir la tensión de modo común.

V. CONCLUSIONES

Se ha analizado el impacto del uso de esquemas de entrelazado (*interleaving*) junto con técnicas DZSI-PWM en la calidad de la corriente de salida para accionamientos de máquinas asimétricas duales trifásicas (*asymmetrical dual three-phase*, ADTP). Cuando el ratio de inductancias de los planos de referencia de Clarke $k_L = 1$, el entrelazado no afecta el HDF_{ASF} . Por lo tanto, el uso de esquemas de entrelazado orientado a beneficiar el condensador del bus d.c. puede realizarse sin comprometer la calidad de onda de la salida. Para este caso en concreto, tiene sentido optar por MINMAX-PWM con entrelazado de $\zeta = \pi/2$ rad. Sin embargo, cuando $k_L > 1$, beneficiar al condensador del bus d.c. a través de esquemas de entrelazado, se traduce en un empeoramiento de la salida. Por ejemplo, la técnica D-PWMMIN con un ángulo de entrelazado de π rad puede llegar a empeorar la corriente de salida hasta un 119 % para el caso de un accionamiento ADTP con $k_L = 1.7$. Por lo tanto, generalmente, existe un compromiso entre estos dos indicadores del funcionamiento del ADTP. A mayor valor de k_L , mayor es la variación del HDF_{ASF} entre las técnicas de DZSI-PWM entrelazadas y las no entrelazadas.

La técnica D-PWM3 con entrelazado muestra un buen compromiso entre entrada y salida, por lo que se recomienda

Tabla II: Comparación entre lado de entrada [20] y salida de DZSI-PWM entrelazadas en accionamientos ADTP en términos de $I_{cap,rms}$ y HDF_{ASF} .

	$I_{cap,rms}$			HDF_{ASF}			
	0 rad	$\pi/2$ rad	π rad	$k_L = 1$	$k_L > 1$		
					0 rad	$\pi/2$ rad	π rad
DZSI-PWM							
MINMAX	✗	✓✓	-	✓✓	-	✗	-
D-PWMMIN	✗	-	✓✓	-	✓✓	-	✗
D-PWMI	✗	✓	-	-	✓✓	✓	✓
D-PWM3	✗	✓	-	✓	✓	✓	✓

✓✓ → Mejor opción. Altamente recomendado.

✓ → Buena opción. Recomendado.

- → Mala opción. No recomendado.

✗ → Peor opción. Nada recomendado.

en gran medida su uso. Si los vehículos convencionales de combustión vibran y se calientan más que los eléctricos, tiene sentido priorizar la entrada para mejorar la fiabilidad del tren de tracción del vehículo eléctrico. Por lo tanto, el empleo de técnicas de entrelazado en accionamientos ADTP estaría bien justificado.

VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado en parte por el Gobierno Vasco dentro del fondo para grupos de investigación del sistema universitario vasco IT1440-22, Elkartek Epogan KK-2023/00091 y por el MCIN/AEI/10.13039/501100011033 dentro del proyecto PID2020-115126RB-I00, así como el apoyo del programa predoctoral de la UPV/EHU (PIF20-305).

REFERENCIAS

- [1] "2021 Electrification Annual Progress Report," Vehicle Technologies Office - Department of Energy (DOE), Tech. Rep., 2022.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] H. M. Eldeeb, A. S. Abdel-Khalik, J. Kullick, and C. Hackl, "Pre- and postfault current control of dual three-phase reluctance synchronous drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp. 3361–3373, 2020.
- [5] Z. Shen, D. Jiang, Z. Liu, D. Ye, and J. Li, "Common-mode voltage elimination for dual two-level inverter-fed asymmetrical six-phase PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3828–3840, 2020.
- [6] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello, "Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase ac motor drives," in *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2002, pp. 851–857.
- [7] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49–61, 1999.
- [8] W. Taha, P. Azer, A. D. Callegaro, and A. Emadi, "Multiphase traction inverters: State-of-the-art review and future trends," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 4580–4599, 2022.
- [9] A. Salem and M. Narimani, "A review on multiphase drives for automotive traction applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1329–1348, 2019.
- [10] H. Wen, W. Xiao, X. Wen, and P. Armstrong, "Analysis and evaluation of DC-Link capacitors for high power density electric vehicle drive systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 7, pp. 2950–2964, 2012.
- [11] A. Rodionov, A. Acquaviva, and Y. Liu, "Sizing and energy efficiency analysis of a multi-phase FSCW PMSM drive for traction application," in *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2020, pp. 2069–2074.
- [12] A. Tcai, I. M. Alsofyani, I.-Y. Seo, and K.-B. Lee, "DC-Link ripple reduction in a DPWM-based two-level VSI," *Energies*, vol. 11, no. 11, pp. 1–16, 2018.
- [13] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, 2011.
- [14] H. Wang, P. Davari, H. Wang, D. Kumar, F. Zare, and F. Blaabjerg, "Lifetime estimation of bus d.c. capacitors in adjustable speed drives under grid voltage unbalances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4064–4078, 2019.
- [15] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for DC-Link applications in power electronic converters - an overview," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3569–3578, 2014.
- [16] S. Bhattacharya, D. Mascarella, and G. Joos, "Interleaved SVPWM and DPWM for dual three-phase inverter-PMSM: An automotive application," in *Proc. of the IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014, pp. 1–6.
- [17] A. Rodionov, X. Huang, and Y. Liu, "Analysis of DC Link current and voltage stress for motor drive application in dual three-phase configuration," in *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2020, pp. 1267–1272.
- [18] A. Hopkins, B. Hopfensperger, and P. Mellor, "DC-Link capacitor reduction in low voltage and high power integrated modular motor drives," in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 3208–3214.
- [19] P. A. Schirmer and D. Glose, "Optimal interleaved modulation for DC-Link loss optimization in six-phase drives," in *Proc. of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2019, pp. 1–6.
- [20] A. DeMarcos, E. Robles, U. Ugalde, I. Martinez de Alegria, and J. Andreu, "Interleaving modulation schemes in asymmetrical dual three-phase machines for the DC-Link stress reduction," *Machines*, vol. 11, no. 267, pp. 1–31, 2023.
- [21] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [22] D. Dujic, M. Jones, and E. Levi, "Analysis of output current ripple RMS in multiphase drives using space vector approach," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1926–1938, 2009.
- [23] D. Dujic, M. Jones, E. Levi, J. Prieto, and F. Barrero, "Switching ripple characteristics of space vector PWM schemes for five-phase two-level voltage source inverters-part 1: flux harmonic distortion factors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2789–2798, 2011.
- [24] M. Jones, D. Dujic, E. Levi, J. Prieto, and F. Barrero, "Switching ripple characteristics of space vector PWM schemes for five-phase two-level voltage source inverters-part 2: current ripple," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2799–2808, 2011.
- [25] S. M. Suhel and R. Maurya, "Realization of 24-sector svpwm with new switching pattern for six-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5079–5092, 2019.
- [26] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, 2003.
- [27] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 506–515, 2004.
- [28] H. S. Che, A. S. Abdel-Khalik, O. Dordevic, and E. Levi, "Parameter estimation of asymmetrical six-phase induction machines using modified standard tests," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6075–6085, Aug 2017.
- [29] Y.-S. Kwon, J.-H. Lee, S.-H. Moon, B.-K. Kwon, C.-H. Choi, and J.-K. Seok, "Standstill parameter identification of vector-controlled induction motor using frequency characteristics of rotor bars," in *Proc. of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2008, pp. 1–7.