

Esquema de control generalizado para convertidores multinivel simétricos y asimétricos aplicados a la compensación de potencia reactiva

J. Pérez, V. Cárdenas, J. Alcalá, H. Miranda

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado, Facultad de Ingeniería
Universidad Autónoma de San Luis Potosí, SLP, México

jperez@itson.mx, vcardenas@uaslp.mx, janethalcala@ucol.mx, hmirandav@uaslp.mx

Teléfono: (52)-444-8173381

Resumen—Uno de los principales problemas al utilizar convertidores multinivel de celdas en cascada para la compensación de potencia reactiva es la regulación de los voltajes en los buses de CD. En este artículo se presenta un análisis del convertidor en lazo abierto donde se muestra la manera de obtener la amplitud y la fase necesarias que permiten ubicar un voltaje deseado en los buses de CD de cada celda, además de suministrar la potencia reactiva deseada. Con los resultados anteriores, se propone una estrategia de control en lazo cerrado donde a partir de una señal de control promedio se generan las señales de control correspondientes a cada una de las celdas. Para validar la estrategia de control propuesta se presentan resultados en simulación y experimentales.

Palabras clave: Compensación de potencia reactiva, Convertidores multinivel, Control en cascada.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores multinivel conectados en paralelo con la red eléctrica son una opción viable para la compensación de potencia reactiva. La compensación de potencia reactiva permite aumentar la capacidad en las líneas de transmisión y dentro de instalaciones industriales permite mantener la estabilidad de voltaje y corregir el factor de potencia. Esto se logra a través de la inyección de la corriente que el convertidor realiza sobre la red eléctrica. La corriente que el convertidor inyecta a la red presenta una menor distorsión armónica conforme más niveles de tensión se tengan a la salida del convertidor.

En la Figura 1 se aprecia la conexión en paralelo del convertidor con la red; el voltaje de salida es v_{inv} . Cada una de las celdas está formada por un puente de cuatro interruptores con su respectivo capacitor como fuente de CD; la resistencia que aparece en paralelo con el capacitor representa las pérdidas de la celda. Así, a la j -ésima celda le corresponde el j -ésimo capacitor C_j y su respectiva resistencia R_j . El convertidor multinivel está acoplado a la red por medio de la bobina de acoplamiento L_f .

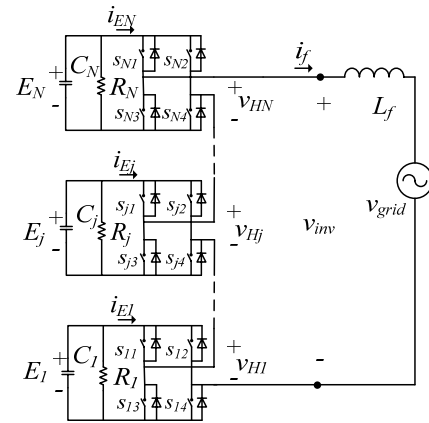


Figura 1. Convertidor multinivel monofásico conectado a la red eléctrica para la compensación de potencia reactiva.

En un convertidor multinivel el número de niveles obtenido depende del número de celdas y de los voltajes de CD (E_j). En términos generales, los voltajes de CD pueden seguir la secuencia progresiva $E_j = \eta^{j-1} U_{DC}$, donde U_{DC} es la unidad de voltaje. Si $\eta = 1$, los voltajes en los buses de CD son iguales y se habla de un convertidor simétrico. Si $\eta = 2, 3$, los voltajes de CD siguen una secuencia progresiva en múltiplos de dos o de tres y se les conoce como convertidores asimétricos binarios o trinarios respectivamente, éstos logran un mayor número de niveles que el convertidor simétrico. Sin embargo, uno de los principales problemas al utilizar convertidores multinivel de celdas en cascada es la regulación de los buses de CD. El problema de mantener en un nivel fijo el voltaje de CD se debe a que normalmente cada celda tiene diferentes pérdidas y esto es más acentuado en un convertidor asimétrico ya que los voltajes de CD son diferentes. Existen diversos trabajos que tratan sobre los convertidores multinivel aplicados a la compensación de potencia reactiva o relacionados con la regulación de buses de CD; a continuación se mencionan algunos de ellos. (Akagi e Inoue, 2007) y (Sirisukprasert y Huang, 2003) trabajan sobre un convertidor simétrico obteniendo buenos resultados en su estrategia de regulación de los buses de CD y la inyección de potencia reactiva, su estrategia está basada en la transformada DQ; (Micah et al.,

2006) trabajan sobre un convertidor asimétrico trinario para la compensación de armónicos de corriente y utilizan una estrategia con un arreglo de ultra-capacitores para un solo bus de CD el cual comparten las celdas del convertidor, mientras que la conexión a la red se realiza mediante transformadores con relación 3:1; (Lopez et al., 2003) presentan un análisis del desempeño de un convertidor asimétrico binario de dos celdas utilizado en la compensación de armónicos de corriente; (Liu y Luo, 2005) presentan un trabajo muy completo sobre un convertidor asimétrico trinario donde muestran a detalle la estrategia de regulación de los buses de CD y la compensación de potencia reactiva, en este trabajo se observa que conforme se incrementa el número de celdas al convertidor, la estrategia de control crece en complejidad. (Barrena et al., 2008) presentan una estrategia de control para convertidores simétricos donde la complejidad no crece conforme se incrementan el número de celdas, (Pérez y Cárdenas, 2009) hacen una generalización a la estrategia de control presentada por (Barrena et al., 2008) en donde muestran resultados en simulación tanto para convertidor simétricos como asimétricos. En este trabajo se presenta la solución al problema de encontrar los ángulos y magnitudes de cada una de las moduladoras correspondientes a cada una de las celdas del convertidor (sección II), también se presenta la estrategia de control en lazo cerrado (sección III) que aplican tanto para convertidores simétricos como asimétricos. Para corroborar lo anterior incluyen resultados tanto en simulación como experimentales (sección IV). Finalmente se presentan las conclusiones.

II. ANÁLISIS DE POTENCIA DEL CONVERTIDOR MULTINIVEL EN LAZO ABIERTO

Para que el convertidor pueda suministrar potencia reactiva a la red y a la vez compensar las pérdidas en cada una de sus celdas, es necesario contar con la amplitud y el ángulo de fase adecuados en el voltaje de salida de cada una de estas celdas. Dada una potencia reactiva total (Q_{TOTAL}) que el convertidor debe suministrar a la red y dadas las pérdidas en cada celda (P_{Hj}), se mostrará cómo obtener la amplitud (V_{Hpj}) y la fase (α_j) de dicho voltaje de salida en cada celda.

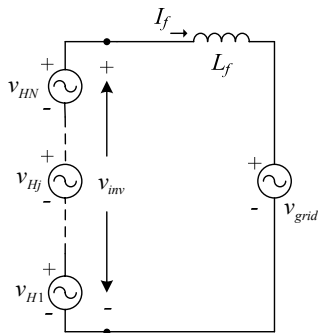


Figura 2 Circuito equivalente del convertidor que muestra únicamente los voltajes de salida de cada celda.

El análisis se llevará a cabo frecuencia fundamental de red (ω). La Figura 2 representa un circuito equivalente del convertidor donde sólo se presentan los voltajes de la salida de cada una de las celdas; se observa que el voltaje de salida del convertidor está dado por: $v_{inv} = \sum_{k=1}^N v_{Hk}$, donde el j-ésimo término está dado por $V_{Hj} = V_{Hpj} \cos(\omega t + \alpha_j)$, siendo V_{Hpj} la amplitud del voltaje de salida de la j-ésima celda, ω la frecuencia de red y α_j su respectivo ángulo respecto del voltaje de la red. El voltaje de la red está dado por: $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$, donde V_p es la amplitud. De aquí se puede determinar la corriente I_f , en estado senoidal permanente, que el convertidor inyecta a la red.

$$I_f = \frac{\sum_{k=1}^{k=N} V_{Hpk} \cos(\alpha_k) - j \sum_{k=1}^{k=N} V_{Hpk} \text{Sen}(\alpha_k) - V_p}{j\omega L_f} \quad (1)$$

Las potencias activa y reactiva, vistas desde la red, quedan de la siguiente forma:

$$P_{TOTAL} = \frac{V_p \sum_{k=1}^{k=N} V_{Hpk} \text{Sen}(\alpha_k)}{2\omega L_f} \quad (2)$$

$$Q_{TOTAL} = \frac{V_p \left(V_p - \sum_{k=1}^{k=N} V_{Hpk} \cos(\alpha_k) \right)}{2\omega L_f} \quad (3)$$

De acuerdo con (2) se definen cada uno de los sumandos de la potencia activa total como:

$$P_j = \frac{V_p V_{Hpj} \text{Sen}(\alpha_j)}{2\omega L_f} \quad (4)$$

De la misma forma para las potencias reactivas:

$$Q_j = \frac{V_p V_{Hpj} \cos(\alpha_j)}{2\omega L_f} \quad (5)$$

En (3) se observa que la potencia reactiva además contiene otro término que se denotará como:

$$Q_L = \frac{V_p^2}{2\omega L_f} \quad (6)$$

Con lo anterior, las ecuaciones (2) y (3) se pueden reescribir de la siguiente forma:

$$P_{TOTAL} = P_1 + P_2 + \dots + P_N \quad (7)$$

$$Q_{TOTAL} = Q_L - (Q_1 + Q_2 + \dots + Q_N) = Q_L - \sum_{j=1}^N Q_j \quad (8)$$

A partir de estas ecuaciones se puede encontrar la amplitud de voltaje para la j -ésima celda $V_{H_{pj}}$ y su respectiva fase α_j . De (4) se tiene que:

$$V_{H_{pj}} = \frac{2\omega L_f P_j}{V_p \text{Sen}(\alpha_j)} \quad (9)$$

Sustituyendo (9) en (5), se tiene la fase para cualquier celda:

$$\alpha_j = \text{Tan}^{-1} \left(\frac{P_j}{Q_j} \right) \quad (10)$$

Una parte importante es determinar el valor de Q_j a partir de las potencias reactivas conocidas: Q_{TOTAL} y Q_L . Al igual que los voltajes de CD en cada una de las celdas ($E_j = \eta^{j-1} U_{CD}$), se tiene que la potencia reactiva se reparte de la misma forma, debido a la conexión en serie de las celdas; es decir: $Q_j = \eta^{j-1} Q_1$, donde Q_1 es la potencia reactiva correspondiente a la celda uno. De aquí que se puede escribir la suma de todas Q_j como:

$$\sum_{j=1}^N Q_j = Q_1 + \eta Q_1 + \eta^2 Q_1 + \dots + \eta^{N-1} Q_1 = Q_1 \sum_{j=1}^N \eta^{j-1} \quad (11)$$

Utilizando (8) se deja Q_1 en función de Q_{TOTAL} y Q_L .

$$Q_j = \frac{\eta^{j-1}}{\sum_{k=1}^N \eta^{k-1}} (Q_L - Q_{TOTAL}) \quad (12)$$

Para encontrar la amplitud y el ángulo para cada celda, se utilizarán las ecuaciones (9) y (10). Sin embargo, es importante aclarar que las potencias activas que se deben de utilizar para calcular la amplitud y ángulo correspondientes a cada celda, son las pérdidas medidas desde cada una de las celdas, las cuales se van a denotar como P_{Hj} . Un punto importante a resaltar es que las potencias activas (pérdidas) vistas desde cada celda (P_{Hj}) difieren de las potencias activas (P_j) definidas en la ecuación (4). Esto se debe a que cuando la potencia es medida desde una celda, no sólo ve a la red, sino que también ve a las otras celdas. Para comprender mejor esto, se tiene la Figura 3 en la cual se muestra un circuito equivalente al de la Figura 2, sólo que en este caso se calcula la potencia activa vista desde una de las celdas.

En términos generales, tomando como base la Figura 3, las pérdidas vistas desde la j -ésima celda están dadas como:

$$P_{Hj} = \frac{V_p V_{H_{pj}} \text{Sen}(\alpha_j)}{2\omega L_f} + \sum_{k \neq j}^{k=N} \frac{V_{H_{pk}} V_{H_{pj}} \text{Sen}(\alpha_k - \alpha_j)}{2\omega L_f} \quad (13)$$

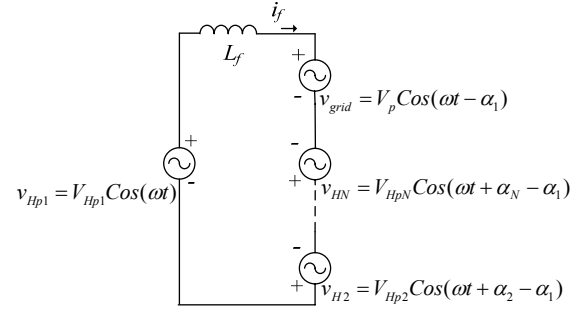


Figura 3. Circuito equivalente para el cálculo de las potencias activa y reactiva vista desde una de las celdas.

Como se tienen N celdas, entonces se tendría un conjunto de N ecuaciones donde cada ecuación corresponde a cada una de las celdas. A partir de este conjunto de ecuaciones es posible encontrar la relación entre P_{Hj} y P_j , y de esa forma utilizar (9) y (10) para encontrar la amplitud y fase del voltaje de salida en cada celda. Si se toma cualquier término de alguna de las ecuaciones del conjunto, donde intervengan las celdas j y k , se tiene:

$$\frac{V_{H_{pk}} V_{H_{pj}} \text{Sen}(\alpha_j - \alpha_k)}{2\omega L_f} = \frac{V_{H_{pj}} V_{H_{pk}} (\text{Sen} \alpha_j \text{Cos} \alpha_k - \text{Sen} \alpha_k \text{Cos} \alpha_j)}{2\omega L_f} \quad (14)$$

Con ayuda de las ecuaciones (4) y (5) se observa que $V_{H_{pj}} \text{Sen}(\alpha_j) = \frac{2\omega L_f P_j}{V_p}$ y que $V_{H_{pj}} \text{Cos}(\alpha_j) = \frac{2\omega L_f Q_j}{V_p}$. Con estos elementos se llega a que la relación entre P_{Hj} y P_j queda establecida de la siguiente forma:

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}_Q^{-1} \mathbf{P}_H \quad (15)$$

donde

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}_H = \begin{bmatrix} P_{H1} \\ P_{H2} \\ \vdots \\ P_{HN} \end{bmatrix} \text{ y}$$

$$\mathbf{A}_Q = \frac{1}{Q_L} \begin{bmatrix} (Q_{TOTAL} + Q_1) & Q_1 & \dots & Q_1 \\ Q_2 & (Q_{TOTAL} + Q_2) & \dots & Q_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_N & Q_N & \dots & (Q_{TOTAL} + Q_N) \end{bmatrix}$$

III. ESTRATEGIA DE CONTROL EN LAZO CERRADO

La estrategia de control consta de dos partes, la primera consiste en generar una señal de control promedio a partir de un esquema de control en cascada; la segunda parte consiste en un mecanismo de ajuste que genera las N señales de control a partir de la señal de control promedio. Por simplicidad no se considerarán los armónicos de alta frecuencia generados por el patrón de conmutación.

Si $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$ e $i_f = I_p \cos(\omega t - \varphi)$, donde ω es la frecuencia de red, V_p e I_p son los valores pico del voltaje y la corriente respectivamente, y φ es el ángulo entre v_{grid} e i_f , ver Figura 1. De aquí que las potencias totales activa y reactiva que el convertidor puede suministrar a la red quedan como:

$$P_{TOTAL} = \frac{1}{2} V_p I_p \cos(\varphi); \quad (16)$$

$$Q_{TOTAL} = \frac{1}{2} V_p I_p \sin(\varphi). \quad (17)$$

Usando estas dos ecuaciones se pueden generar las referencias de corriente en el esquema de control de la Figura 4. Este esquema cuenta con un lazo interno de corriente el cual genera una señal de control promedio que asegurará la correcta inyección de corriente del convertidor hacia la red. También cuenta con N lazos externos de voltaje encargados de regular los buses de CD. Como se observa en la Figura 4 estos controladores de voltaje se encargan de hacer un estimado de las pérdidas en cada celda y a partir de ello se genera la parte de la referencia del lazo interno de corriente, formando una estructura de control en cascada.

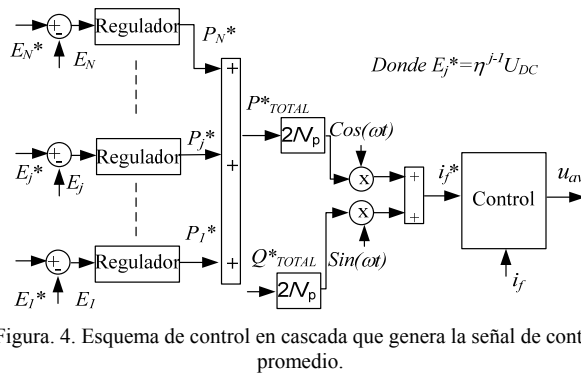


Figura. 4. Esquema de control en cascada que genera la señal de control promedio.

Ahora se analiza cómo generar las N señales de control a partir de la señal de control promedio (u_{av}). Tomando en cuenta un marco de referencia DQ ahora se ubicará la corriente i_f en la dirección d y entonces los voltajes de salida de cada una de las celdas tendrá una fase ϕ_j respecto de i_f . De aquí que la potencia activa vista desde la j-ésima celda se pueda escribir como:

$$P_{Hj} = \frac{1}{2} I_p V_{Hj} \cos(\phi_j) = \frac{1}{2} I_p \eta^{j-1} m_j U_{DC} \cos(\phi_j) = \frac{1}{2} I_p V_{Hdj} \quad (18)$$

Esto es porque el voltaje pico de salida de cada celda está dado por: $V_{Hj} = m_j E_j = m_j \eta^{j-1} U_{DC}$, donde m_j es el j-ésimo índice de modulación y $V_{Hdj} = \eta^{j-1} m_j U_{DC} \cos(\phi_j)$. El interés se ubica únicamente en la potencia activa, ya que es la que está relacionada directamente con las pérdidas de cada celda y al compensar estas pérdidas mediante la manipulación de

V_{Hdj} se logra mantener la regulación de los buses de CD. Para esto, se puede ver la potencia activa en cada celda como una potencia promedio más una desviación.

$$P_{Hj} = \frac{1}{2} V_{Hdj} I_p = P_{Hav} + \Delta P_{Hj} = \frac{1}{2} (V_{Hdav} + \Delta V_{Hdj}) I_p \quad (19)$$

donde $P_{Hav} = \frac{1}{2} V_{Hdav} I_p$, $\Delta P_{Hj} = \frac{1}{2} \Delta V_{Hdj} I_p$ y considerando (18) and (19), la desviación en voltaje se escribe como:

$$\Delta V_{Hdj} = \frac{2(P_{Hj} - P_{Hav})}{I_p} \text{ para } j=1, 2, \dots, N-1 \quad (20)$$

El subíndice j , va de 1 a N-1 ya que la suma total de todas las ΔV_{Hdj} debe ser cero para no alterar la señal de control promedio, por tanto:

$$\Delta P_{HN} = -\sum_{j=1}^{N-1} \Delta P_{Hj} \Rightarrow \Delta V_{HdN} = -\sum_{j=1}^{N-1} \Delta V_{Hdj} \quad (21)$$

Si $V_{Hj} = m_j E_j$ y $V_{Hdj} = V_{Hj} \cos(\phi_j) = m_j \cos(\phi_j) E_j$, entonces la componente de la señal de control en la dirección d del marco de referencia DQ se define como: $u_{dj} = m_j \cos(\phi_j)$ y su respectiva desviación se puede definir como: $\Delta u_{dj} = \Delta(m_j \cos(\phi_j))$. Por lo tanto:

$$\Delta u_{dj} = \frac{2(P_{Hj} - P_{Hav})}{I_p E_j} \text{ para } j=1, 2, \dots, N-1 \quad (22)$$

y

$$\Delta u_{dN} = -\sum_{j=1}^{N-1} \Delta u_{dj} \quad (23)$$

Finalmente, una señal de control individual para la j-ésima celda es la suma de la señal de control promedio más su respectiva desviación dada por (22).

$$u_j(t) = u_{av}(t) + \Delta u_{dj} \text{Sen}(\omega t) \quad (24)$$

El diagrama mostrado en la Figura 5 se obtiene de (22), (23) y (24). Note que Δu_{dj} es el valor pico de una señal senoidal que es ortogonal al voltaje de la red esto es debido a que para inyectar potencia reactiva a red el voltaje de salida del convertidor debe estar en fase con la red, mientras que para absorber potencia activa para la compensación de pérdidas se requiere de un voltaje en cuadratura con el voltaje de la red, por esta razón Δu_{dj} se multiplica por $\text{Sen}(\omega t)$.

Esta estrategia de control aplica tanto para convertidores simétricos como asimétricos.

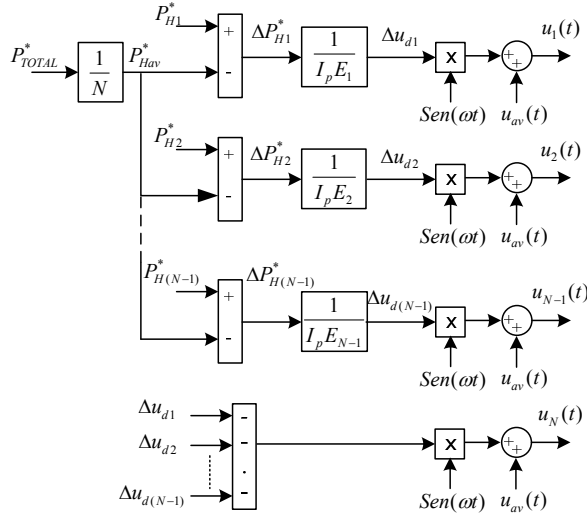


Figura 5. Mecanismo de ajuste que generando las N señales de control a partir de la señal de control promedio.

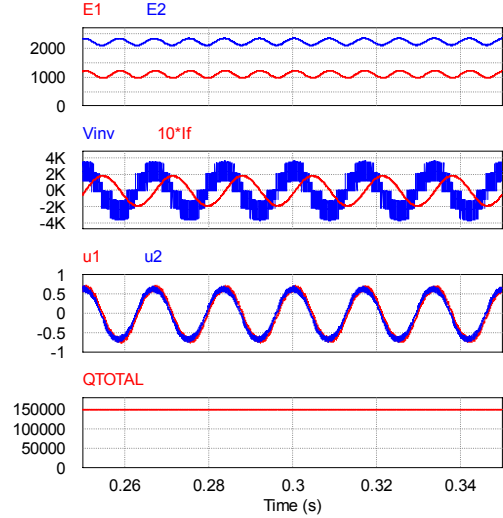


Figura 6. Res puesta en estado estable del convertidor asimétrico binario de dos celdas, para una compensación de potencia reactiva de 150 kVAR.

IV. RESULTADOS EN SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES

Para corroborar la estrategia de control, se presentan tanto resultados en simulación como experimentales. En ambos casos se utiliza la técnica de modulación de multiportadoras desplazadas en fase, y tanto para el lazo interno de control como para los lazos externos se utilizaron controladores PI.

Resultados en simulación

Para los resultados en simulación se ha utilizado un convertidor asimétrico binario de dos celdas, en la Tabla I se muestran los parámetros utilizados para llevar a cabo dicha simulación.

TABLA I.
PARÁMETROS PARA SIMULACIÓN USANDO UN CONVERTIDOR ASIMÉTRICO BINARIO DE DOS CELDAS

Parámetro	Valor
Q_{max}	200 kVAR
v_{grid}	1200 V _{RMS} @ 60 Hz
E_1, E_2	1130V, 2260V
$C_1 = C_2$	700uF;
Pérdidas (R_1, R_2)	3000 Ω , 300 Ω
Frec. Conmut.. (celda ₁ , celda ₂)	1.8kHz, 1.8kHz
L_f	10 mH
PI lazo interno (K_p, T_i)	0.01, 0.00005seg
PI lazos externos (K_p, T_i)	100, 0.1seg

TABLA II.
PARÁMETROS PARA EL PROTOTIPO EXPERIMENTAL DE DOS CELDAS

Parámetro	Valor
Q_{max}	600kVAR
v_{grid}	75 V _p @ 60 Hz
E_1, E_2	75V, 75V
$C_1 = C_2$	740uF;
Frec. muestreo	9600 Hz
Frec. Conmut.. (celda ₁ , celda ₂)	1.8kHz, 1.8kHz
L_f	6.4 mH
PI lazo interno (K_p, T_i)	0.5, 0.0005seg
PI lazos externos (K_p, T_i)	3, 0.1seg

La Figura 6 muestra al convertidor compensando 150 kVAR de potencia reactiva. Se observa la estabilización de voltajes en los buses de CD. Para poder apreciar el desfase de 90° entre la corriente i_f y el voltaje de salida del STATCOM, la corriente se escaló por un factor de 10. Se observa como el mecanismo de ajuste hace que las señales de control sean ligeramente diferentes en magnitud y fase, debido a que las pérdidas en cada celda son diferentes.

Resultados experimentales

El prototipo de laboratorio está formado por dos celdas construidas con MOSFETs. El algoritmo de control y la técnica de modulación se implementaron en un DSP de Texas Instruments y un FPGA de Xilinx, respectivamente. Se presentan dos grupos de pruebas: uno para el caso de un convertidor simétrico y el otro para un convertidor asimétrico binario. La tabla II muestra los parámetros utilizados para un convertidor simétrico de dos celdas, para las pruebas del convertidor asimétrico se utilizan los mismos parámetros excepto que $E_1=50V$ y $E_2=100V$.

Caso I: Pruebas para el convertidor simétrico

La Figura 7 muestra la respuesta transitoria para llegar a una referencia deseada de 75 V en los voltajes de los buses de CD, así como para la potencia reactiva de -100 VAR. La corriente inyectada a la red (i_f) corresponde a una potencia reactiva de -100 VAR.

La Figura 8 muestra la respuesta en estado estable para una referencia de potencia reactiva de 100 VAR; se aprecian los cinco niveles en el voltaje de salida del convertidor que corresponden a un convertidor simétrico de dos celdas, la magnitud de la corriente es la correspondiente a la inyección de potencia de 100 VAR.

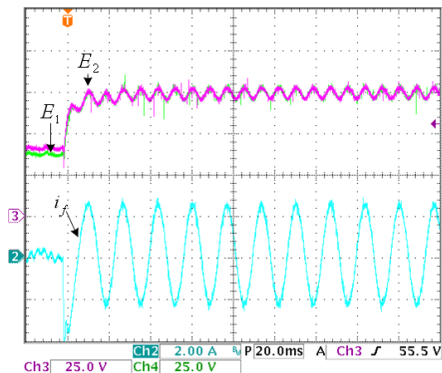


Figura 7. Respuesta transitoria para un convertidor simétrico de dos celdas con $Q_{ref} = -100$ VAR y $E_1 = E_2 = 75$ V.

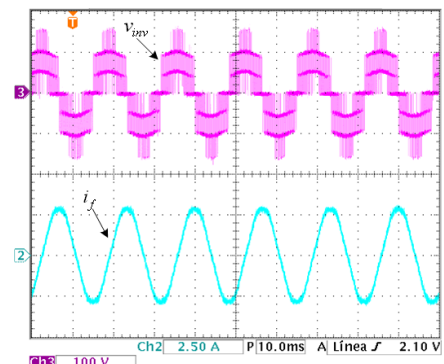


Figura 10. Respuesta en estado estable de v_{inv} e i_f para un convertidor asimétrico binario de dos celdas con $Q_{ref} = 100$ VAR.

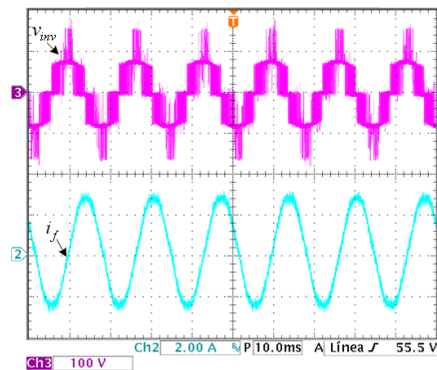


Figura 8. Respuesta en estado estable de v_{inv} e i_f para el convertidor simétrico con $Q_{ref} = 100$ VAR.

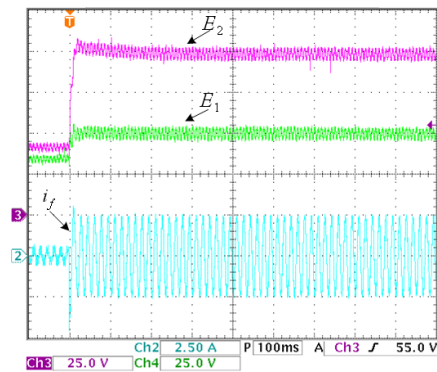


Figura 9. Respuesta transitoria para un convertidor asimétrico binario de dos celdas con $Q_{ref} = -100$ VAR, $E_1 = 50$ V y $E_2 = 100$ V.

Caso II: Pruebas para el convertidor asimétrico binario

A continuación se muestran resultados para un convertidor asimétrico binario ($E_2 = 2E_1$). En la Figura 9 se muestra la respuesta transitoria donde se aprecia como los voltajes de los buses de CD se estabilizan en 100V y 50V que son las referencias esperadas. La corriente corresponde a una referencia de potencia reactiva de -100 VAR.

En la Figura 10 se muestra la respuesta en estado estable del voltaje de salida del convertidor y la corriente. El voltaje de salida del convertidor contiene los 7 niveles que corresponden a un convertidor asimétrico binario de dos celdas. El desfase que hay entre el voltaje de salida del convertidor y la corriente es muy próximo a 90° lo que constata que se está suministrando potencia reactiva a la red.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó una aplicación de los convertidores multinivel de celdas en cascada en la compensación de potencia reactiva. Se desarrolló un análisis en lazo abierto para obtener el ángulo y la fase del voltaje de salida de cada celda. Se mostró cómo a través de un mecanismo que ajusta una señal de control promedio se pueden generar las N señales de control para cada una de las celdas y cómo esta señal de control promedio se genera a partir de una estrategia de control en cascada. El análisis en lazo abierto y la estrategia de control en lazo cerrado trabajan tanto para convertidores simétricos como asimétricos. La estrategia de control fue corroborada con pruebas en simulación y experimentales.

REFERENCIAS

- Akagi Hirofumi, Inoue Shigenori, (2007) "Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM with Star Configuration", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 43, No. 4, July/August 2007, pp. 1716-1723.
- Barrena J. A., Marroyo L., Miguel Á. R., (2008) "Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM"; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, January 2008, pp. 21-29.
- Liu Y., Luo F.L., (2005) "Trinary Hybrid Multilevel Inverter Used in STATCOM with Unbalanced Voltages", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 5, September 2005, pp.1203-1222.
- Lopez, M.G.; Moran, L.T.; Espinoza, J.C.; Dixon, J.R., (2003) "Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high voltage active power filter applications", Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE; Volume 2, 2-6 Nov. 2003 Page(s):1050 - 1055.
- Micah E. Ortúzar, Rodrigo E. Carmi, Juan W. Dixon, Luis Morán, (2006) "Voltage-Source Active Power Filter Based on Multilevel Converter and Ultracapacitor DC Link", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, April 2006. pp. 477-485.
- Sirisukprasert S., Huang A. Q., (2003) "Modeling, Analysis and Control of Cascade-Multilevel Converter-Based STATCOM", IEEE Power Engineering Society General Meeting, Toronto, ON, Canada, Jul. 2003, pp. 2561-2568.
- Perez-Ramirez, J.; Cardenas, V.; Miranda, H.; Espinosa-Perez, G.; (2009) "Generalized DC voltage regulation strategy for $n:1$ relation cascade H-bridge converter-based STATCOM", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, San Jose, CA, USA, 20-24 Sept. 2009. pp. 2985 - 2990