

Control Predictivo de Estados Finitos para un Convertidor Bidireccional con Diodos de Enclavamiento

Santiago A. Verne*, María I. Valla

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata y CONICET, calle 48 y 116 s/n, La Plata, Argentina.

Resumen

En este trabajo se presenta un convertidor multinivel en conexión Espalda contra Espalda (EcE) basado en la topología con Diodos de Enclavamiento. Dicha configuración permite la conexión de dos sistemas trifásicos de media tensión sin el uso de transformadores de acoplamiento, permitiendo el control total del flujo de potencia con baja distorsión de corriente en ambos terminales del sistema. El control de ambos convertidores, junto con el de balance del bus de continua se efectúa mediante una estrategia de Control Predictivo de Estados Finitos. Se analiza el sistema de conversión para distintos índices de modulación, dirección de flujo de potencia y la aplicación de dos estrategias de modulación diferentes en ambos convertidores. Se presentan resultados que permiten concluir la viabilidad de aplicación del sistema para la solución de problemas relacionados con la transmisión de potencia y accionamientos de motores en niveles de media tensión sin la utilización de transformadores elevadores. Copyright ©2011 CEA. Publicado por Elsevier España, S.L. Todos los derechos reservados..

Palabras Clave:

Control Predictivo de Estados Finitos (FCS-MPC), Convertidor Multinivel con Diodos de Enclavamiento, Balance del Bus de Continua, Conexión Back to Back.

1. Introducción

En los últimos años, la electrónica de potencia ha incrementado drásticamente su participación en el ámbito industrial. Esto se debe al desarrollo constante en las áreas de dispositivos, topologías y métodos de control de convertidores. En consecuencia, el desarrollo de los dispositivos y sus mecanismos de protección ha abierto la posibilidad para la aplicación de soluciones basadas en electrónica de potencia donde se exigen altos índices de confiabilidad. Mientras algunas tecnologías alcanzan la madurez, nuevas topologías de convertidores se encuentran en desarrollo. En este sentido, y

particularmente respecto a aplicaciones en el nivel de media tensión, los Convertidores Multinivel son objeto de investigación desde hace varios años. La principal ventaja que presentan este tipo de convertidores consiste en el aumento de la tensión de operación sin necesidad de aumentar la tensión de bloqueo de los dispositivos de conmutación ni el uso de interruptores conectados en serie. Como ventaja adicional se presenta la disminución del dV/dt y de la distorsión armónica en las corrientes de salida, respecto de los convertidores de dos niveles. De esta forma es posible utilizarlos como actuadores en sistemas de procesamiento de energía reactiva, filtros activos de potencia (Miranda et al., 2008) e incluso

Correos electrónicos: santiago.verne@ing.unlp.edu.ar,
mvalla@ing.unlp.edu.ar

accionamiento de motores de media tensión (Peng et al., 2005). Esta aplicación es de particular interés en la industria del petróleo y del acero, como así también en tracción, industria eólica y naval hasta varios MW de potencia.

La conexión Espalda contra Espalda (EcE) de convertidores con fuente de tensión (VSC) consiste en dos convertidores enlazados por un bus de tensión continua. Este conexionado posee gran versatilidad en cuanto a la independencia en el control de las variables en el lado de la fuente y la carga, capacidad de intercambio bidireccional del flujo de potencia y bajo contenido armónico en las corrientes. Estas características hacen adecuados a este tipo de convertidores para aplicaciones de generación eólica (Chen et al., 2009), reinyección de energía en sistemas de frenado regenerativo (Bose, 2007) y dispositivos de almacenamiento rotante (Zanei et al., 2007). Además, otros campos de aplicación se presentan en generación distribuida (Tolbert et al., 2005) y sistemas de acondicionamiento de la energía eléctrica (Tolbert et al., 2000).

El Convertidor Multinivel con Diodos de Enclavamiento (CMDE) es especialmente apropiado para la conexión EcE, comparado con otras topologías multinivel (Lai y Peng, 1996). Sin embargo, se ha demostrado en (Marchesoni y Tenca, 2001) que la utilización de los estados redundantes del convertidor en conjunto con la modulación de tres vectores más cercanos (NTV: Nearest Three Vectors) en convertidores con frente pasivo posee serias limitaciones. Esto se debe a la imposibilidad de preservar el balance de tensiones en el bus de continua, lo cual restringe severamente la utilización del convertidor (Pou et al., 2005). En este sentido, la conexión EcE de dos convertidores con Diodos de Enclavamiento constituye una solución para el problema de desbalance, sin aumentar el número de componentes del sistema. Sin embargo, es importante destacar que dicha conexión no asegura en forma natural el balance de tensiones sobre los condensadores del bus de continua (Marchesoni y Tenca, 2002). Por tanto, es necesario el diseño cuidadoso de una estrategia de selección de las secuencias de conmutación para mantener el balance de tensión sobre los condensadores. En este sentido, se observan en la literatura varios esquemas de modulación como ser: modulación sinusoidal con control de offset de portadoras (Marchesoni et al., 2000), modulación programada con balance de tensión (Pan et al., 2005), estrategias que incluyen convertidores DC-DC de balance (Hatti et al., 2008) y modulación vectorial coordinada entre ambos convertidores (Saeedifard et al., 2009).

La técnica de Control Predictivo de Estados Finitos (CPEF) ha sido utilizada con éxito en convertidores de dos niveles (Kouro et al., 2009) e incluso en Convertidores con Diodos de Enclavamiento de 4 (Cortés et al., 2008a) y 5 niveles (Verne y Valla, 2009), en aplicaciones de filtro activo de potencia. Dicho esquema de control posee alta velocidad de respuesta y permite el control multivariable de corrientes y tensiones del bus DC mediante el diseño de una función de costo adecuada. También permite incluir la optimización de variables secundarias como frecuencia de conmutación, tensiones de

modo común y variables de interés según el caso (Cortés et al., 2009).

En este trabajo se presenta un convertidor EcE basado en la topología Multinivel con Diodos de Enclavamiento. Se propone un Control Predictivo de Estados Finitos de las corrientes en el lado de alterna y las tensiones del bus de continua en ambos convertidores y luego se combina dicho control con un esquema de modulación vectorial multinivel. Se ensaya el desempeño del sistema en diversos modos de funcionamiento, incluyendo distintos índices de modulación y condiciones de trabajo. Se realiza el análisis de las estrategias de control y se demuestra el funcionamiento mediante simulaciones de computadora.

2. Configuración del Sistema

La Fig. 1 muestra el esquema de un sistema de conversión CA/CC/CA que consiste en dos Convertidores Multinivel con Diodos de Enclavamiento en conexión EcE. Ambos terminales de alterna se modelan en forma general como sistemas trifásicos con acoplamiento inductivo. Dicha representación permite describir un sistema de tensión real o el estator de un motor con sus inductancias de dispersión y la fuerza contra electromotriz de sus bobinados.

Las características de diseño que debe presentar el sistema se describen a continuación:

- Estabilidad del balance del bus de continua en las condiciones de operación previstas
- Operación con altos índices de modulación en ambos convertidores sin restricciones de dependencia entre los mismos
- Capacidad de control de la potencia reactiva sobre el convertidor conectado a la red
- Bajo nivel de distorsión en la corriente de ambos convertidores

Los convertidores son controlados de manera independiente, ya que los objetivos de control para cada uno de ellos varía según la aplicación. Sin embargo si los algoritmos permiten en forma individual utilizar la redundancia de cada convertidor, ambos convertidores pueden contribuir sinérgicamente al balance de tensión de los condensadores del bus de continua. Suponiendo que existe balance del flujo de potencia entre el convertidor de entrada y el de salida (esto significa que la tensión del bus permanece constante), las combinaciones de conmutación de ambos son complementarias en el sentido que uno de ellos tiende a cargar/descargar los condensadores internos del bus y el otro los tiende a descargar/cargar con igual velocidad (Pan et al., 2005).

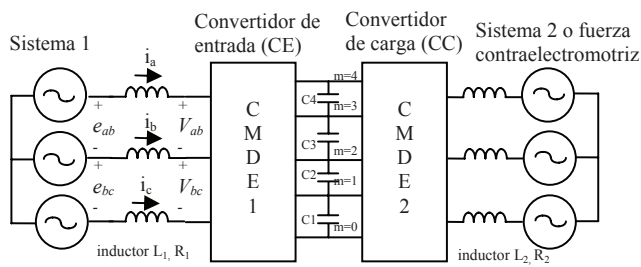


Figura 1. Conexión EcE de Convertidores Multinivel con Diodos de Enclavamiento (CMDE).

Luego, si las estrategias de modulación de ambos convertidores permiten explotar sus estados redundantes, el control independiente de las secuencias de conmutación en los mismos permite alcanzar el balance de tensión sobre el bus.

3. Control de los Convertidores

Dependiendo de la aplicación, cada terminal AC del convertidor EcE debe poder comportarse tanto como fuente de tensión o fuente de corriente. Para ello deben desarrollarse esquemas de control de forma que permitan el manejo bidireccional de potencia con diferentes índices de modulación en cada terminal del sistema. Ejemplos de ello son dispositivos de respaldo de energía (UPS) o Controladores Unificados de Energía (UPQC), como sistemas controlados en corriente-tensión, mientras que accionamientos de motores o líneas de transmisión en continua son ejemplos de sistemas controlados en corriente-corriente. En cualquier caso, el objetivo del convertidor de entrada (CE) consiste en la estabilización de la tensión del bus de continua contra las variaciones de flujo de potencia entre ambos convertidores y también contra perturbaciones provenientes de la red eléctrica, mientras que el convertidor de carga (CC) entrega potencia en el lado de alterna mediante el control de la variable deseada. En dicho contexto, ambos convertidores deben ejecutar un lazo de control de balance del bus DC a fin de preservar los dispositivos de conmutación ante tensiones de bloqueo excesivas.

Se advierte entonces una multiplicidad de magnitudes a controlar lo cual sugiere la aplicación de esquemas de control multivariable. En este sentido, las estrategias de Control Predictivo Basado en Modelo ofrecen características interesantes como ser la posibilidad de incorporar restricciones y realizar el objetivo de control mediante un criterio de optimización. Si bien este conjunto de ideas fueron originalmente desarrolladas y aplicadas en el control de procesos industriales con dinámica lenta, la aceleración del

hardware de cómputo hace hoy posible su utilización en diversos campos, como el automotriz, la mecatrónica y los convertidores de potencia. Como se mencionara anteriormente, la estructura de los convertidores multinivel sugiere este tipo de estrategias de control debido a la multiplicidad de variables involucradas (tensiones del bus DC y corrientes en el lado de alterna). Además, su naturaleza discreta limita a un número finito el conjunto de acciones de control posibles, las que por otra parte actúan sobre todas las variables en forma simultánea. Con ingredientes de implementación propios de la electrónica de potencia, se analizan en (Kouro et al., 2009) dichas técnicas sobre un convertidor de dos niveles controlado en corriente. Luego, se extiende el concepto a un CMDE de 4 (Cortés et al., 2008a) y 5 niveles (Verne y Valla, 2009) en aplicaciones de filtro activo de potencia.

En el caso del convertidor EcE se utiliza un circuito equivalente del bus DC y un modelo simplificado de las ramas del convertidor que permite el cálculo de las variaciones de tensión sobre todos los condensadores para todas las combinaciones de rama admitidas. Dichas combinaciones son evaluadas en cada instante de muestreo mediante una regla de conmutación propia de la topología y una función de costo asociada a la variable controlada en el lado de alterna.

3.1 Formulación del esquema CPBM

Dado un sistema general de p entradas y m salidas, la estrategia básica del control predictivo consiste en determinar la secuencia de entrada que mejor se adecue a la consigna o criterio de optimización planteado. El desarrollo del proceso de optimización se realiza a lo largo de un periodo de tiempo denominado horizonte de predicción teniendo en cuenta un universo acotado de valores de los estados y acción de control. Este mecanismo consta de los siguientes elementos fundamentales (Camacho y Bordons, 1999):

- Modelo de predicción del sistema
- Función de optimización
- Restricciones de operación

El modelo de predicción

El modelo final utilizado debe estar expresado en el dominio del tiempo. Dicha representación puede ser lineal o no lineal, monovariable o multivariable, en el espacio de estados o mediante función de entrada-salida. Para el caso general de sistemas no lineales, la predicción en el instante k del estado \mathbf{x} en el instante $(k+n+1)$ puede expresarse en términos del estado anterior y la secuencia de actuaciones aplicada a partir del instante k a lo largo del horizonte de predicción de largo N_h mediante (1):

$$\mathbf{x}[k+n+1|k] = f(\mathbf{x}[k+n|k], \mathbf{u}[k+n|k]) \quad \text{con: } n=0,1,\dots,N_h-1 \quad (1)$$

donde \mathbf{u} es una secuencia de actuación con p filas (p entradas) y N_h columnas:

$$\mathbf{u}_{(p) \times (N_h)} = \{\mathbf{u}[0], \mathbf{u}[1], \dots, \mathbf{u}[N_h-1]\} \quad (2)$$

Función de costo

Constituye el criterio de optimización. Es una función definida positiva que evalúa el costo asociado a la evolución del sistema debido a una determinada secuencia de entrada a lo largo del horizonte de predicción.

$$J_{N_h}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_F[k]) = V(\mathbf{x}[k+N_h|k]) + \sum_{i=0}^{N_h-1} g(\mathbf{x}[k+i|k], \mathbf{u}[k+i|k]) \quad (3)$$

La función g evalúa la trayectoria del estado y V el estado terminal. Ambas son definidas positivas y dependen de la secuencia de actuación a lo largo del horizonte, definida por (2).

Restricciones de operación

Las restricciones de operación definen las fronteras de la trayectoria dentro de las cuales evoluciona el sistema. Esto permite evitar saturación de actuadores estableciendo límites a sus señales de comando, como así también imponer límites de seguridad en magnitudes de interés. Las mismas se expresan sintéticamente en (4):

$$\begin{aligned} x_k &\in X^q \quad \forall k \\ u_k &\in U^p \quad \forall k \end{aligned} \quad (4)$$

donde X y U son los conjuntos de valores admitidos de los estados y actuación con dimensiones q (número de estados) y p (número de entradas), respectivamente. También puede incluirse una condición terminal severa, es decir un conjunto de valores entre los cuales debe estar el valor del sistema al final del horizonte de predicción:

$$x(k+N|k) \in \Omega^q \quad (5)$$

En el esquema general MPC se considera que el conjunto U de acciones de control posibles es un conjunto continuo. Esto no representa naturalmente el funcionamiento de un convertidor electrónico ya que, dado el número de interruptores del mismo y sus restricciones de conmutación propias, el conjunto U posee un número finito de elementos. Pueden diferenciarse entonces dos enfoques de implementación de control predictivo de los convertidores: aquel en el cual el convertidor es tratado como una fuente de tensión controlada mediante una modulación convencional a frecuencia fija (Linder y Kennel, 2005), y el segundo, en el

cual la característica discreta del mismo es explícitamente expresada en el control. Esta última ha tenido gran repercusión como técnica de control avanzado de convertidores y se ha denominado Control Predictivo de Estados Finitos Basado en Modelo (*FCS-MPC: Finite Control Set Model Predictive Control*), debido a que permite omitir los moduladores externos.

Otro aspecto característico de la implementación de este tipo de control en convertidores de potencia tiene que ver con el horizonte de predicción. En este sentido, el crecimiento exponencial del número de secuencias posibles de \mathbf{u} con N_h , junto con la alta frecuencia de muestreo y conmutación de los convertidores hacen prohibitiva la extensión del horizonte de predicción a más de dos o tres muestras, considerándose en la mayoría de los casos $N_h=1$ (Cortés et al., 2008b). En este caso el algoritmo es fácilmente comprensible e implementable. Por último, dependiendo de las aplicaciones en las que se enmarca el convertidor, las funciones de costo evalúan diferentes variables de interés, tanto internas (tensiones en los condensadores) como externas al convertidor (corriente, potencia o cupla) (Kouro et al. 2009).

Estabilidad

El análisis de estabilidad del problema de optimización para horizonte finito y sistemas continuos está ampliamente estudiado y posee solución cerrada. Sin embargo, los sistemas con dinámica híbrida (como los convertidores electrónicos) introducen serias dificultades analíticas con respecto al estudio de la estabilidad, permaneciendo éste como un problema abierto. En (Goodwin et al., 2010) puede encontrarse un resumen del estado del arte al respecto, mientras que en (Aguilera y Quevedo, 2010) se introducen unos lineamientos conceptuales para dicho análisis que son aplicados a una topología multicelda muy simple.

3.2 Restricción de conmutación de rama en el CMDE

La definición de los estados de transición de cada convertidor comienza considerando el estado actual y la aplicación de una regla que asegura la correcta ecualización de las tensiones de bloqueo sobre los interruptores del convertidor. La capacidad del CMDE de sintetizar tensiones de salida mayores a las tensiones de bloqueo de los dispositivos de conmutación se basa en el efecto de limitación de dichas tensiones sobre los nodos intermedios del bus de continua. Sin embargo, dada la topología de la rama, sólo los dispositivos que se encuentran en los extremos de la misma se enclavan en forma directa, mientras que los dispositivos internos sufren enclavamiento indirecto (Yuan y Barbi, 2000). Esto determina que, ante variaciones de las tensiones de rama en más de un nivel, las tensiones de bloqueo de los interruptores puedan exceder el valor permitido, debido a disparidad en las características de los componentes. La Figura 2 ejemplifica la transición múltiple de una rama para el CMDE de 3 niveles (el razonamiento es extensible a mayor número de niveles). Se

observa que el diodo de enclavamiento D_2 exige que $V_2 \leq V_c$. Esto implica que $V_1 \geq V_c$. Como se observa, de dichas relaciones la topología no asegura el enclavamiento de ambos dispositivos a la tensión de nivel, sino que sólo asegura una cota máxima para los dispositivos de los extremos.

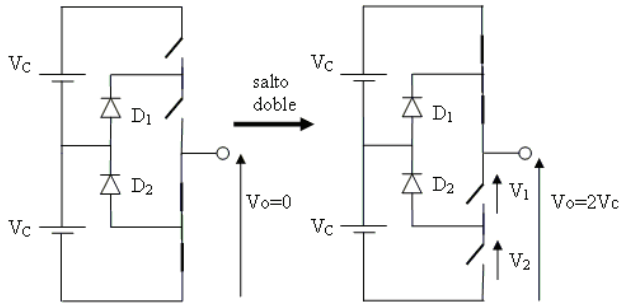


Figura 2. Transición múltiple de rama del convertidor con enclavamiento por diodos (3 niveles).

En (Bartolomeüs et al., 2003) se analiza el funcionamiento del CMDE y un esquema de conmutación secuencial para asegurar el correcto enclavamiento de las tensiones de bloqueo sobre los interruptores. Se desprende de dicho análisis que una rama del convertidor no puede desplazarse en más de un nivel del bus de continua a la vez.

Con referencia a las Figs. 1 y 3, la regla de conmutación de cada rama puede sintetizarse en (6), donde N es el número de niveles del convertidor, k el índice de muestreo, m_x el nodo del bus en el que se encuentra conectada la fase x ($x=a,b,c$) con ($m_a, m_b, m_c = 0, \dots, 4$), y Δ_x es el salto de tensión, que puede asumir tres valores posibles.

$$\begin{cases} m_a[k+1] = m_a[k] + \Delta_a & 0 \leq m_a \leq N-1 \text{ y } \Delta_a = 0, 1, -1 \\ m_b[k+1] = m_b[k] + \Delta_b & 0 \leq m_b \leq N-1 \text{ y } \Delta_b = 0, 1, -1 \\ m_c[k+1] = m_c[k] + \Delta_c & 0 \leq m_c \leq N-1 \text{ y } \Delta_c = 0, 1, -1 \end{cases} \quad (6)$$

Se puede observar en (6) que el número máximo de combinaciones admitidas es igual a 3^3 independientemente del número de niveles del convertidor, siendo esta cifra menor al número total de combinaciones N^3 .

3.3 Modelo del bus DC

Dado que ambos terminales del convertidor EcE se encuentran acoplados inductivamente, la equivalencia de dicho acoplamiento con fuentes ideales de corriente puede ser aplicada, como en (Verne et al., 2009). Esto permite realizar el análisis de los efectos que producen las corrientes de línea de ambos convertidores en el bus de continua en forma independiente. Para ello se muestra en la Fig. 3 el bus de continua para un sistema de N niveles y $N-1$ condensadores, junto con el modelo funcional de la rama de uno de los convertidores, la cual se encuentra conectada a la fase “a” en el lado de alterna.

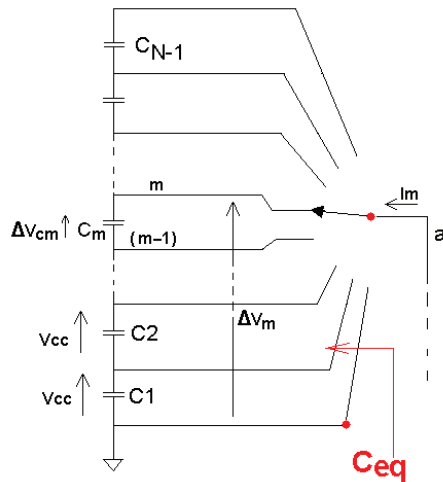


Figura 3. Modelo funcional de una rama y el bus de continua del sistema.

En este caso la fase “a” se encuentra conectada al nodo m del bus DC. La corriente entrante I_m ingresa en el nodo y, en virtud de la capacitancia equivalente entre dicho nodo y el negativo del bus DC, ésta produce una variación de tensión dada por (7) (Verne et al., 2009):

$$\Delta V_m \cong \frac{T_s I_m(t_0)}{C_{eq}} = \frac{T_s I_m(t_0)}{\left(\frac{C}{m}\right)} \quad (7)$$

donde C/m es el valor equivalente de capacitancia de los m condensadores que se encuentran por debajo del nodo en cuestión y t_0 es el instante de muestreo de las corrientes, considerando $C_1 = C_2 = \dots = C_{N-1} = C$.

Por otro lado, la variación de tensión del condensador j , ΔV_{Cjm} depende de su posición relativa respecto del nodo m en el cual se inyecta la corriente,

$$\Delta V_{Cjm} = \begin{cases} \frac{\Delta V_m}{m} = \frac{T_s I_m(t_0)}{C} & 0 \leq j \leq m \\ 0 & m+1 \leq j \leq N-1 \end{cases} \quad \text{con } j = 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

Así, la desviación de la tensión en el condensador j debido a las corrientes de línea i_a, i_b y i_c puede expresarse:

$$\Delta V_{Cj} = \Delta V_{Cja} + \Delta V_{Cjb} + \Delta V_{Cjc} \quad (9)$$

De esta manera, la desviación de tensión de cada condensador del bus puede ser calculada, ciclo a ciclo, para todos los estados de transición definidos en (6). La valoración de conveniencia de cada estado respecto del control de balance de tensión del bus de continua se realiza mediante la evaluación de la función de costo similar a (10):

$$g_V = \sum_i^{N-1} |V_{Cref} - V_{Ci_calculado}| \quad (10)$$

La elección de la combinación de ramas más adecuada a los efectos del control de balance del bus de continua puede extenderse naturalmente hacia el control de las corrientes de salida del convertidor. En este caso, la función de costo debe constituirse de dos términos cada uno de los cuales cuantifica el error de balance del bus y el error en las corrientes de salida respecto de sus valores de referencia. Esto se realiza mediante la predicción de dichas corrientes utilizando un modelo del circuito y el muestreo de las tensiones de línea del sistema. De esta manera se logra el control del convertidor tanto en sus variables internas como externas.

3.4 Control del Convertidor de Entrada

El objetivo de control del convertidor de entrada (CE) es regular el valor de tensión del bus de continua tomando de la red eléctrica una corriente con factor de potencia unitario y bajo contenido armónico. Para ello se implementa un lazo de control de tensión del bus de continua cuyas salidas son las señales de referencia que ingresan al controlador de corriente. Dicho controlador se basa en la estrategia de control predictivo explicada en la cual la optimización se realiza en cada intervalo de muestreo teniendo en cuenta el subconjunto de estados posibles del convertidor, descritos por (6). Las variables a optimizar son las corrientes de salida del convertidor, el balance de tensiones en el bus de continua y la frecuencia de conmutación. Dichas variables pueden ponderarse variando su correspondiente factor de peso en la función de mérito (11):

$$g_{ce} = K_{I_{ce}} \cdot g_I + K_{n_{ce}} \cdot g_n + K_{V_{ce}} \cdot g_V \tag{11}$$

donde g_x es la función de mérito individual y K_x el factor de peso correspondiente.

3.4.1 Evaluación de las corrientes

La Fig. 1 muestra la conexión del convertidor de entrada con la red eléctrica mediante el inductor de acoplamiento L_l-R_l . Dado que el sistema es trifilar sin neutro, las corrientes de línea dependen de las tensiones e_{ab} , e_{bc} , V_{ab} , V_{bc} y de los parámetros del inductor de acoplamiento. Las ecuaciones del circuito de entrada se presentan en (12)

$$\begin{cases} e_{ab} - L_l \frac{di_a}{dt} - R_l i_a - V_{ab} + L_l \frac{di_b}{dt} + R_l i_b = 0 \\ e_{bc} - L_l \frac{di_b}{dt} - R_l i_b - V_{bc} + L_l \frac{di_c}{dt} + R_l i_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \tag{12}$$

Dicha ecuación permite calcular las corrientes de línea en función de las tensiones de línea del sistema y del convertidor. El cálculo permite predecir las tres corrientes de entrada para

las distintas combinaciones posibles de tensión de rama del convertidor.

Discretizando las derivadas de (12) mediante la aproximación de Euler y considerando un tiempo de muestreo T_s :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i[k+1] - i[k]}{T_s} \tag{13}$$

Reemplazando (13) en (12) se pueden expresar las tres corrientes de línea en función de las demás variables:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}_{k+1} = \frac{T_s}{3L_l} \left(\begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \end{bmatrix}_k \right) + \left(1 - \frac{R_l T_s}{L_l} \right) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}_k \tag{14}$$

Aquí, i_a , i_b e i_c son las corrientes del lado de alterna del convertidor y e_{xy} y V_{xy} las tensiones de línea del sistema y del convertidor respectivamente. Dichas tensiones se desprenden del conjunto de combinaciones de conmutación definidas en (6). La aplicación de (14) proyecta los valores de corriente del convertidor para todas las combinaciones de conmutación, que son comparadas con los valores de referencia por medio de la función de mérito (15). Debido a que en (11) se evalúan distintas variables físicas, es importante que las funciones de mérito individuales posean formas normalizadas. La ecuación (15) representa el valor promedio del error entre las corrientes y sus valores de referencia.

$$g_I[k+1] = \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} \left| \frac{i_{jref}[k] - i_j[k+1]}{i_{refRMS}} \right| \tag{15}$$

3.4.2 Evaluación del desbalance de tensión en el bus de continua

Todas las combinaciones de tensiones de rama se evalúan para determinar su contribución al balance de tensiones del bus. Para ello se calculan los valores de una función de mérito normalizada similar a (10):

$$g_V = \frac{1}{4} \sum_i \left| \frac{V_{Cref} - V_{Ci}[k+1]}{V_{Cref}} \right| \tag{16}$$

donde V_{Cref} representa la tensión de referencia nominal y constante y $V_{Ci}[k+1]$ es el valor calculado de tensión del i -ésimo condensador. La ecuación (16) representa el promedio de errores relativos entre la tensión nominal de cada condensador y la tensión calculada.

3.4.3 Evaluación de conmutaciones simultáneas

La frecuencia media de conmutación es proporcional al número de conmutaciones simultáneas por parte de las tres ramas del convertidor. Una función g_n que penaliza las conmutaciones simultáneas en forma normalizada se define en (17), donde Δ_x ($x=a,b,c$) tiene el mismo significado que en (6).

$$g_n = \frac{|\Delta_a| + |\Delta_b| + |\Delta_c|}{3} \quad (17)$$

El cálculo individual de (15), (16) y (17) para todos los estados posibles se combina en (11), y cada componente recibe un peso según la relación entre los factores de mérito respectivos. Aquella combinación que minimiza el valor de (11) es elegida.

Los factores de peso K_{ICE} , K_{nCE} y K_{VCE} pueden ajustarse para mejorar el desempeño de control de una variable en particular o de todo el conjunto (Cortés et al., 2009).

3.5 Control del convertidor de carga

A diferencia del convertidor de entrada, el convertidor de carga puede requerir un control en corriente o en tensión. Como se ha mencionado, esto depende de la aplicación particular.

3.5.1 Control en modo tensión

En este modo de funcionamiento, el convertidor se modula mediante control vectorial multinivel con la técnica de los tres vectores más cercanos (Verne et al., 2009). Dicho algoritmo está basado en la síntesis promediada de un vector de referencia \mathbf{V}_{ref} por medio de la aplicación sucesiva de sus tres vectores más cercanos \mathbf{V}_1 , \mathbf{V}_2 y \mathbf{V}_3 . Esto se expresa en (18):

$$\mathbf{V}_{ref_gh} = d_1 \mathbf{V}_1 + d_2 \mathbf{V}_2 + d_3 \mathbf{V}_3 \quad (18)$$

donde d_1 , d_2 y d_3 son los tiempos relativos de aplicación de los vectores respectivos. La Fig. 4 muestra la interpretación geométrica de lo expresado por (18).

Por otro lado, la representación de (18) en un sistema de referencia hexagonal posee la ventaja de una identificación de dichos vectores sin la necesidad del uso de funciones trigonométricas ni tablas de búsqueda. Luego, los ciclos de trabajo d_1 , d_2 y d_3 se calculan resolviendo (19), donde se opera sobre las componentes del vector de referencia y sus correspondientes partes enteras (Verne et al., 2009).

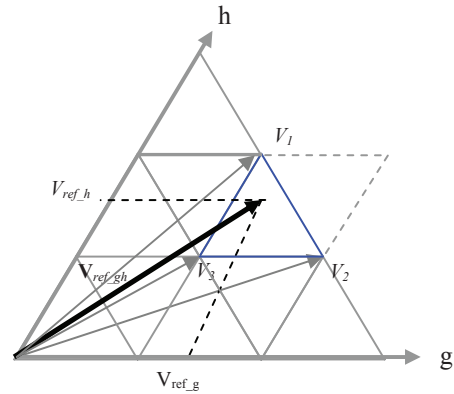


Figura 4. Vector de referencia y 3 vectores cercanos.

$$\begin{aligned} d_1 &= V_{ref_g} - [V_{ref_g}] \\ d_2 &= V_{ref_h} - [V_{ref_h}] \\ d_3 &= 1 - (V_{ref_g} - [V_{ref_g}]) - (V_{ref_h} - [V_{ref_h}]) \end{aligned} \quad (19)$$

Como se ha mencionado, el sistema de coordenadas hexagonales constituye una representación conveniente de las tensiones de línea del convertidor. Sin embargo, la determinación de las tensiones de rama requiere una regla adicional que puede articularse con el control de balance del bus de continua. Este proceso se efectúa tomando los tres vectores más cercanos y realizando un mapeo de sus realizaciones en las ramas del convertidor. Todas las secuencias de realizaciones se evalúan por medio de (16) y se selecciona aquella que minimiza el desbalance del bus de continua.

3.5.2 Control en modo corriente

El control en modo corriente del convertidor de carga (CC) posee la misma estructura que la explicada en la Sección 3.4. Sin embargo, dependiendo de los condicionamientos del control para ambos convertidores, pueden establecerse diferentes factores de peso para la función de optimización.

$$g_{cc} = K_{Icc} \cdot g_I + K_{ncc} \cdot g_n + K_{Vcc} \cdot g_V \quad (20)$$

En este caso, las referencias de corriente son definidas por el bloque de control en un lazo externo, por ejemplo un controlador de flujo de potencia, en el caso de un sistema de transmisión en continua o un controlador de flujo y cupla en un control de motor.

4. Evaluación del Sistema de Conversión

En esta sección se evalúa mediante plataforma Simulink un convertidor EcE de 5 niveles basado en la topología CMDE. El sistema se evalúa utilizando las dos estrategias de control presentadas. Primero se considera un control de velocidad V/f para un motor de inducción en el cual el convertidor de entrada se controla en corriente y el convertidor de carga se modula en tensión, y luego se examina un sistema de transmisión en continua en el cual ambos convertidores se controlan en modo corriente.

Para el control de corriente, los factores de peso se eligen en función de la importancia de las variables a controlar considerando el control de las corrientes y el balance de tensión como objetivos principales, y la reducción en la frecuencia de conmutación como objetivo secundario. Los valores para los factores de peso son: $K_i=1$, $K_v=0.1$, $K_n=0.01$. También, los parámetros del controlador de tensión del bus se basa en el análisis presentado en (Saeedifard et al., 2009) y posteriormente ajustados para un comportamiento aceptable. La frecuencia de muestreo y ejecución de los algoritmos es 2kHz.

4.1 Ensayo de control corriente-tensión

En este ensayo se evalúa el comportamiento del sistema configurado como accionamiento de un motor de inducción con control V/f (Fig. 5). El eje impulsa una carga del tipo soplador con una característica ω^2 . El motor en cuestión posee una tensión nominal de 13kV, mientras que la tensión del bus DC se establece en 20kV. Esta tensión es regulada por el CE, el cual drena de la red de suministro la componente activa de corriente i_q necesaria para tal fin mediante un lazo PI convencional. Debido a que el control predictivo de corriente del CE funciona en el marco estacionario, es necesario sincronizar la señal proveniente del control PI con la secuencia positiva de la terna trifásica de SI (Cortés et al., 2008c). Esto se realiza mediante un lazo de enganche de fase (PLL) que extrae de la red la referencia del ángulo eléctrico θ (Akagi et al., 2007). La transformación que convierte las variables del

marco rotatorio (variables de continua) al estacionario está dada por (21):

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (21)$$

Luego, el error entre el valor de tensión del bus DC y su referencia es procesado por el control PI y convertido a una señal proporcional de componente de corriente activa que lo compensa (Fig. 5).

La simulación comienza con el motor funcionando a la velocidad nominal n , aproximadamente 1500RPM y una variación brusca de la velocidad de referencia al valor $n_r/2$ se impone en $t=1.5s$. La Fig. 6 muestra tensiones de línea y corrientes del convertidor de salida en régimen permanente para la velocidad nominal (Fig. 6(a)) y para velocidad reducida. Se aprecia la variación suave entre niveles sucesivos de la tensión de línea para ambos casos. La forma de onda de tensión para el último caso $n=n_r/2$ (Fig. 6(b)) se sintetiza con menor número de niveles, disminuyendo también la amplitud de la corriente debido a la característica cuadrática de la carga mecánica. La tensión del sistema y corriente entregada al convertidor de entrada se presentan en la Fig. 7. El rizado de corriente se observa reducido y el factor de potencia presentado hacia el sistema es unitario. Las tensiones sobre los condensadores, junto con la velocidad de la máquina se muestran en la Fig. 8. Se advierte que el bus de continua permanece balanceado tanto en régimen permanente, como en el transitorio de variación de velocidad del motor. Finalmente, para confirmar el efecto de control de balance sobre el bus de continua entre ambos convertidores se divide el valor de capacidad del banco a C/2 y se los desplaza hacia ambos lados, permitiendo la desconexión de los nodos internos del bus, según se indica en la Fig. 9(a). Esto se realiza en $t=1s$ y se reconecta en $t=1.05s$ (Fig. 9(b)). El desbalance comienza instantáneamente, pero comienza a restablecerse luego de la reconexión, confirmando el efecto de compensación de balance entre ambos convertidores.

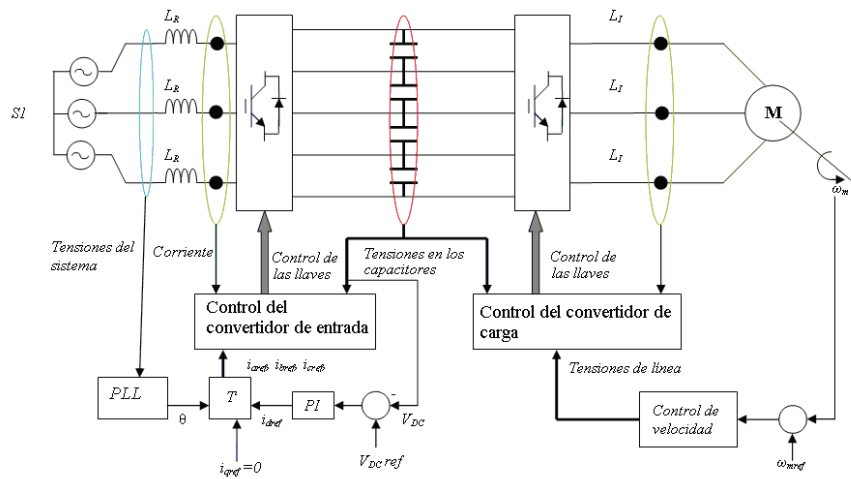


Figura 5. Accionamiento de motor basado en un convertidor EcE de 5 niveles.

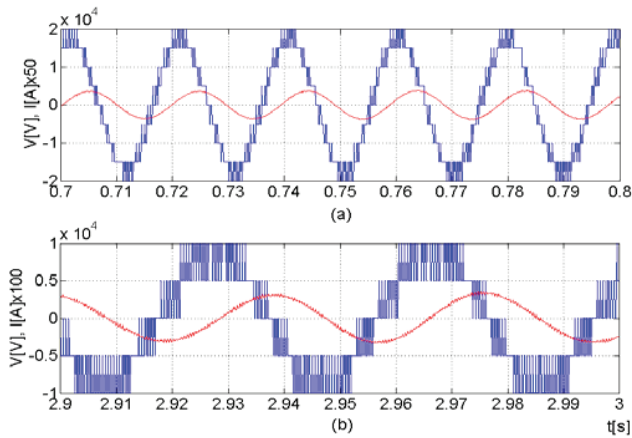


Figura 6. Tensión de línea y corrientes sobre el convertidor de carga (inversor) en dos condiciones de operación de la máquina: (a) Velocidad nominal $n=n_r$, (b) $n=n_r/2$.

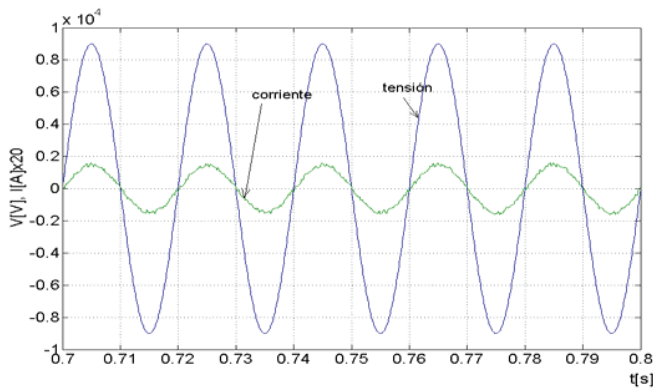


Figura 7. Tensión de fase y correspondiente corriente de línea.

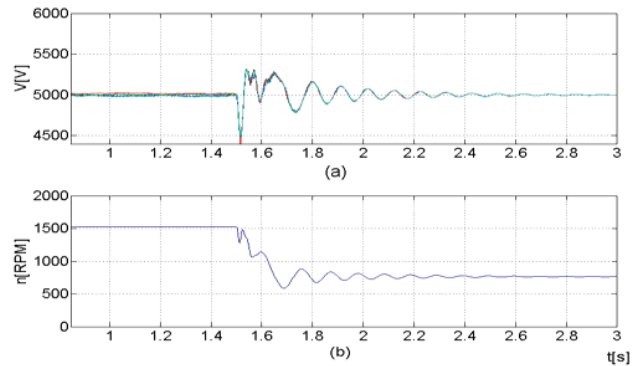


Figura 8. (a) Tensiones en los condensadores, (b) Velocidad del motor.

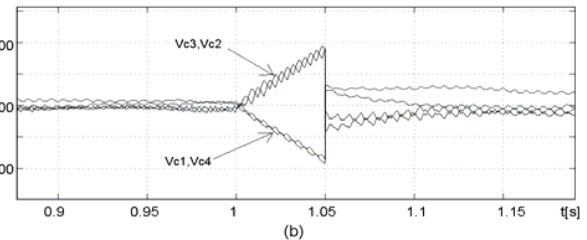
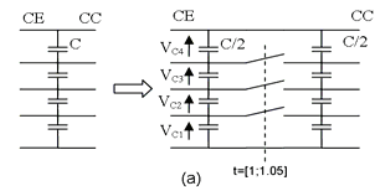


Figura 9. (a) Partición de los condensadores para la verificación del balance del bus DC, (b) Desconexión y conexión de los nodos intermedios.

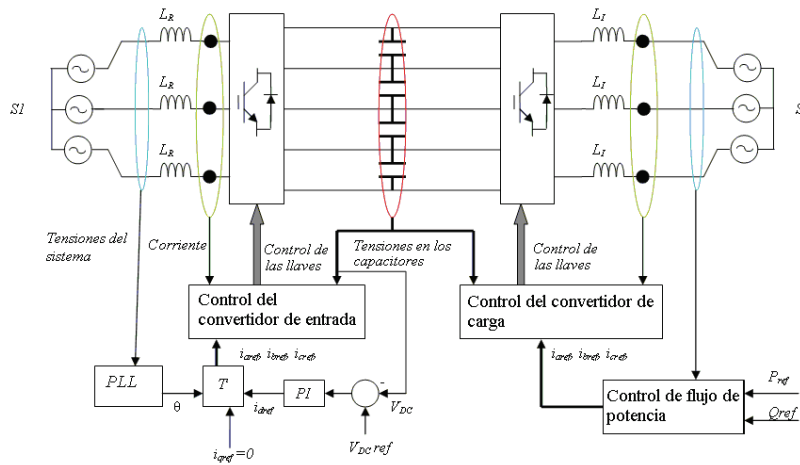


Figura 10. Configuración para transmisión en continua.

4.2 Ensayo de control corriente-corriente

El segundo ensayo consiste en la interconexión de dos sistemas de frecuencia diferente (Fig. 10), lo cual permite controlar la transferencia de potencia entre ambos. Como en el caso anterior, ambos convertidores ejecutan su propio algoritmo de modulación en forma autónoma. Diferente a lo que se plantea en (Saeedifard et al., 2009), los algoritmos de modulación son independientes y no requieren intercambio de información. Ello es posible debido a que la información de tensión sobre los condensadores se comparte vía los conductores del bus y es posible realizar las mediciones en forma local. Además, en este caso el convertidor de carga también se controla mediante la estrategia de control predictivo de corriente.

En el ensayo se establece una tensión de línea de 11kV y la frecuencia de S1 es 30Hz mientras que S2 opera a 50Hz. Inicialmente, S1 transfiere 650kW a S2. Ambos sistemas trabajan con factor de potencia unitario. En la Fig. 11(a) se muestra una tensión de fase de S1 junto con su correspondiente corriente de línea y lo mismo se muestra en la Fig. 11(b) para S2. En $t=0.53s$, la señal de referencia de potencia se invierte. Este proceso se completa, aproximadamente en 33ms. Se puede apreciar que el balance del bus se preserva aún durante el transitorio (Fig. 12(a)). Finalmente, la Fig. 12(b) muestra la potencia activa transferida por cada uno de los convertidores (línea sólida y punteada) en un entorno del instante de transferencia. Se ve que la potencia transferida se revierte rápidamente en 30ms.

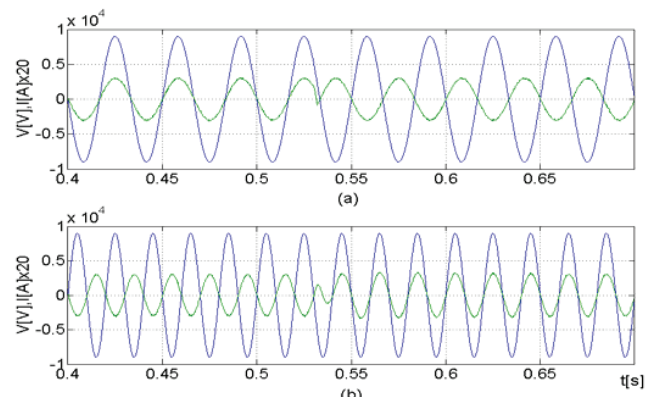


Figura 11. Tensiones de fase y corrientes en ambos sistemas.

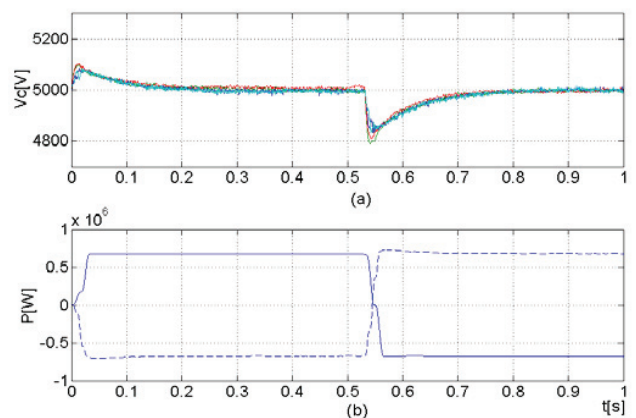


Figura 12. (a) Tensiones de los condensadores (b) Potencia entregada por cada convertidor.

5. Conclusión

Se analiza el control predictivo de estados finitos de un sistema de conversión EcE basado en convertidores multinivel con diodos de enclavamiento. Los resultados presentados demuestran que es posible lograr un control satisfactorio de las corrientes de salida de ambos convertidores manteniendo el balance del bus de continua, condición indispensable para el correcto funcionamiento de dicha topología. También se demuestra que el balance del bus se logra sin interacción entre ambos moduladores, ya que la información necesaria para la elección adecuada de los estados de conmutación se presenta en el mismo bus de continua, lo cual permite realizar las mediciones de tensión necesarias en forma local.

English Summary

Finite-States Model Predictive Control of a Multilevel Diode Clamped Regenerative Inverter.

Abstract

This work presents a multilevel back to back converter topology based on the Diode Clamped Multilevel Inverter. This configuration allows the direct linking of two medium voltage power systems with different frequency without step-up transformers for complete power flow control with low current distortion. Converters control and DC bus voltage balance is performed using a Finite-States Model Predictive Control approach. The conversion system is analyzed for several working conditions such as different modulation indexes, power flows and even different modulation schemes on both converters. The results allow to conclude the feasibility of the proposal for the solution of power transmission and motor drive implementations in the medium voltage range without the necessity of step-up transformers.

Keywords:

Finite-States Model Predictive Control, Multilevel Diode Clamped Inverter, DC bus Voltage Balance, Back to back Connection.

Agradecimientos

Este trabajo fue financiado por Universidad Nacional de La Plata (UNLP), CONICET y ANPCyT.

Referencias

- Aguilera, R. P., Quevedo D.E., 2010. On stability of Finite Control Set MPC Strategy for Multicell Converters, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT2010), pp. 1257-1262.
- Akagi H., Hirokazu E., Watanabe E., Aredes M., 2007. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, Wiley-IEEE Press.
- Bartolomeüs P., Le Moigne P., Mba J. B., 2003. Over-Voltage Problems of Diode-Clamped Converters During Switchings. Proc. of the European Power Electronics Conference (EPE'03), CD-ROM.
- Bose B. K., 2007. Power electronics – Why the Field is so Exciting?. IEEE Power Electronics Society Newsletter, Vol. 19, No. 4.
- Camacho E. F., Bordons C., 1998. Model Predictive Control, Springer-Verlag.
- Chen Z., Guerrero J.M., Blaabjerg F., 2009. A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines". IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 24, No. 8, pp. 1859-1875.
- Cortés P., Kouro S., La Roca B., León J. I., Vásquez S., Franquelo L. G., 2009. Guidelines for Weighting Factors Adjustment in Finite State Model Predictive Control of Power Converters and Drives. IEEE Intl. Conf. on Industrial Technology (ICIT'09), Churchill, Australia.
- Cortés P., Rodríguez J., Busquets-Monge S., Bordonau J., 2008a. Finite – States Model Predictive control of a Four-Level Diode Clamped Inverter, IEEE 39th Power Electronics Specialists Conference (PESC'08), pp. 2203 - 2208.
- Cortés P., Kazmierkowski M.P., Kennel R.M., Quevedo D.E., Rodríguez J., 2008b. Predictive Control in Power Electronics and Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, pp. 4312 - 4324.
- Cortés P., Rodríguez J., Antoniewicz P., Kazmierkowski M., 2008c. Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, pp. 2516 – 2523.
- Goodwin G. C., Mayne D., Chen K., Coates C., Mizraeva G., Quevedo D., 2010. Opportunities and challenges in the application of advanced control to power electronics and drives, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT2010), pp. 27-39.
- Hatti N., Kondo Y., Akagi H., 2008. Five-Level Diode-Clamped PWM Converters Connected Back-to-Back for Motor Drives, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 44, No. 4, pp. 1268-1276.
- Kouro S., Cortes P., Vargas R., Ammann U., Rodríguez J., 2009. Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters", IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 56, No. 6, pp. 1826 – 1838.
- Lai J. S., Peng F. Z., 1996. Multilevel Converters- a New Breed of Power Converters. IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 32, No. 3, pp. 509-517.
- Linder A., Kennel R., 2005. Model Predictive Control of Electrical Drives, On Proc. of The 36th. Power Electronics Specialists Conference (PESC05), Recife Brazil, pp. 1793 – 1799.
- Marchesoni M., Tenca P., 2002. Diode-Clamped Multilevel Converters: A Practicable Way to Balance DC-Link Voltages, IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 752-765.
- Marchesoni M., Tenca P., 2001. Theoretical and Practical Limits in Multilevel MPC Inverters with Passive Front Ends, Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'01), Aug. 27-29 2001, Graz, Austria.
- Marchesoni M., Mazzucchelli M., Tenca P., 2000. An Optimal Controller for Voltage Balance and Power Losses Reduction in MPC AC/DC/AC Converters. Proc. IEEE-PESC'00, 18-23 June 2000, Galway, Ireland, Vol. 2, pp. 662-667.
- Miranda H., Cárdenas V., Palacios E., 2008. Una alternativa para regular los buses de CC en un filtro paralelo con inversor de 5 niveles en cascada, Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, Vol. 5, No. 3, pp. 29-36.
- Pan Z., Peng F. Z., Corzine K., Stefanovic V., Leuthen J. M., Gataric S., 2005. Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel/

- Inverter Systems”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 41, No. 6, pp. 1698-1706.
- Peng F. Z., Wang J., Zhang F., Qian Z., 2005. Development of a 1.5 MVA Universal Converter Module for Ship Propulsion, Traction Drive and Utility Applications. IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC’05), Recife, Brazil.
- Pou J., Pindado R., Boroyevich D., 2005. Voltage-Balance Limits in Four-Level Diode-Clamped Converters With Passive Front Ends. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, pp. 190-196.
- Saeedifard M., Iravani R. y Pou J., 2009. A Space Vector Modulation Strategy for a Back-to-Back Five-Level HVDC Converter System. IEEE Trans. On Ind. Electronics, Vol. 56, No. 2, pp. 452-466.
- Tolbert L. M., King T. J., Ozpineci B., Campbell J. B., Muralidharan G., Rizy D. T., Sabau A. S., Zhang H., Zhang W., Xu Y., Huq H. F., Liu H., 2005. Power Electronics For Distributed Energy Systems and Transmission and Distribution Applications”, Report No. ORNL/TM-2005/230 of the Distributed Communications & Controls Project & Laboratory - Oak Ridge National Laboratory.
- Tolbert L. M., Peng F. Z., Haebtler T., 2000. A Multilevel Converter Based Universal Power Conditioner. IEEE Trans on Industry Applications, Vol. 36, No.2, pp. 596-603.
- Verne S. A., Valla M. I., 2009. Active Power Filter with Predictive Current Control of a Diode Clamped Multilevel Inverter”, IEEE 35th Proc. of Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’09), 3-5 November 2009, pp. 1814-1819, Porto, Portugal.
- Verne S. A., González S. A., Valla M. I., 2009. Modulación Vectorial de Inversores Multinivel de Enclavamiento por Diodos con Balance del Bus de Continua. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI), Vol. 6, Nº. 2, pp. 69-78.
- Verne S. A., González S. A., Valla M. I., 2008. An Optimization Algorithm for Capacitor Voltage Balance of N-Level Diode Clamped Inverters, The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’08), Orlando USA, pp. 3201-3207, 2008.
- Yuan X., Barbi I., 2000. Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 15, No. 4, pp. 711-718.
- Zanei G., Cevenini E., Ruff H., Ulibas O., 2007. Integrated Systems for UPS: New Solutions in the Power Quality Chain”. Proc. of The 29th Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2007), pp. 582-586.