

Predictive Voltage Control using Matrix Converter for a Stand-alone Wind Energy based Microgrid

D. Caballero, S. Toledo, M. Rivera, E. Maqueda, F. Gavilan and R. Gregor.

Abstract—This paper proposes a voltage control strategy based on predictive control approach applied to a stand-alone energy generation systems. To accomplish this, a direct matrix converter based topology is used in combination with a three-phase wind energy generation system. Results based on a MATLAB/Simulink simulation environment are discussed and the most relevant characteristics of the proposed predictive control approach are highlighted taking into account the harmonic distortion as a performance parameter and complying with the specifications of the standards for uninterruptible power supplies.

Keywords—IEC 62040, predictive control, stand-alone systems, voltage control.

I. INTRODUCCIÓN

Las microrredes basadas en energía renovable, los sistemas autónomos y los sistemas de alimentación ininterrumpida, son sistemas muy sensibles que deben tener niveles de voltaje de salida con características de alta calidad, como una baja distorsión armónica total (THD) y respuesta dinámica rápida [1], [2]. El control predictivo basado en modelo (MPC, por sus siglas en inglés) se ha convertido recientemente en una técnica de control bien establecida, principalmente debido a su rápida respuesta dinámica, simplicidad conceptual y la capacidad de incluir restricciones en el diseño del controlador [3], [4]. Las técnicas de MPC se han aplicado ampliamente con éxito en el campo de la electrónica de potencia [5].

Debido a los efectos nocivos de los combustibles fósiles y a la creciente demanda de energía a nivel mundial, es necesario desarrollar nuevos esquemas de generación de energía a partir de fuentes renovables y amigables con el medio ambiente. En este contexto, la energía eólica surge como una buena alternativa para afrontar estos desafíos [6]–[9]. El control predictivo aplicado a convertidores matriciales ha llamado la atención de los investigadores en los últimos tiempos [10], [11]. Los convertidores matriciales (MC) son dispositivos construidos a base de interruptores bidireccionales (Bi-Sw) que poseen varias ventajas sobre su contraparte back-to-back [12], como por ejemplo menor tamaño, mayor tiempo de vida útil y

Los autores expresan su gratitud al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología del Paraguay (CONACYT), por el apoyo y financiamiento a través del Proyecto 14-INV-097, al CONICYT de Chile a través del Proyecto FONDECYT Regular 1160690 y el Proyecto MEC 80150056.

D. Caballero, E. Maqueda, F. Gavilan y R. Gregor, investigadores del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control, Facultad de Ingeniería UNA, Luque, CP2060, Paraguay, e-mail: (ver en <http://www.dspyc.com.py/equipo.html>).

S. Toledo y M. Rivera, investigadores del Laboratorio de Conversión de Energía y Electrónica de Potencia, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile, e-mail: (ver en <http://marcorivera.cl/web/index.php/equipo-de-trabajo/>).

posibilidad de manejo de flujos bidireccionales. En cuanto a la tecnología empleada en la fabricación en los Bi-Sw, existen principalmente dos semiconductores utilizados, la tecnología más difundida ha sido la basada en IGBTs con diodos discretos, no obstante en la actualidad la tendencia apunta al uso de dispositivos basados en la tecnología de carburo de silicio SiC-MOSFETs, ya que en comparación a los IGBTs, reportan menores pérdidas en la conmutación y conducción, e incluso pueden operar a niveles de frecuencia y tensión más elevados [13]–[15].

En general, se busca la integración de los semiconductores en un único módulo de potencia, ya que por medio de esto se consigue optimizar espacios además de manejar mayor densidad de potencia. Como en el funcionamiento del MC es preferible la conmutación a altas frecuencias para disminuir el tamaño de los componentes pasivos de los filtros, los SiC-MOSFETs son ideales para esta aplicación [16].

Este estudio aplica MPC a un MC con un filtro de salida LC conectado a una carga aislada de la red eléctrica, para obtener voltajes de salida sinusoidales puros que producen resultados que cumplen con los requisitos de IEC 62040-3 [17], [18]. La principal contribución de este documento en comparación con los trabajos anteriores se centrará en un análisis de rendimiento teórico de un MC combinado con un esquema de generación de energía eólica para garantizar un control de voltaje eficiente desde el lado del generador al lado de la carga. El documento está organizado de la siguiente manera; la Sección II describe la topología de control propuesta, el diseño del entorno de simulación y principales resultados se presentan en la Sección III. La Sección IV presenta el resumen y las principales conclusiones del trabajo para finalizar con los agradecimientos.

II. TOPOLOGÍA DE CONTROL PROPUESTA

El esquema de control predictivo de voltaje propuesto se presenta por medio de la Fig. 1 y consiste en un esquema de conversión AC-AC de tres fases utilizando en la etapa de potencia un MC directo para alimentar una carga aislada. La técnica de control utilizada es el control predictivo basado en modelo (MPC) que se describirá brevemente más adelante.

A. Convertidor Matricial. Principios Básicos

Para introducir los principios básicos referentes a los convertidores matriciales, se considera el sistema de conversión AC-AC trifásico de la Fig. 1.

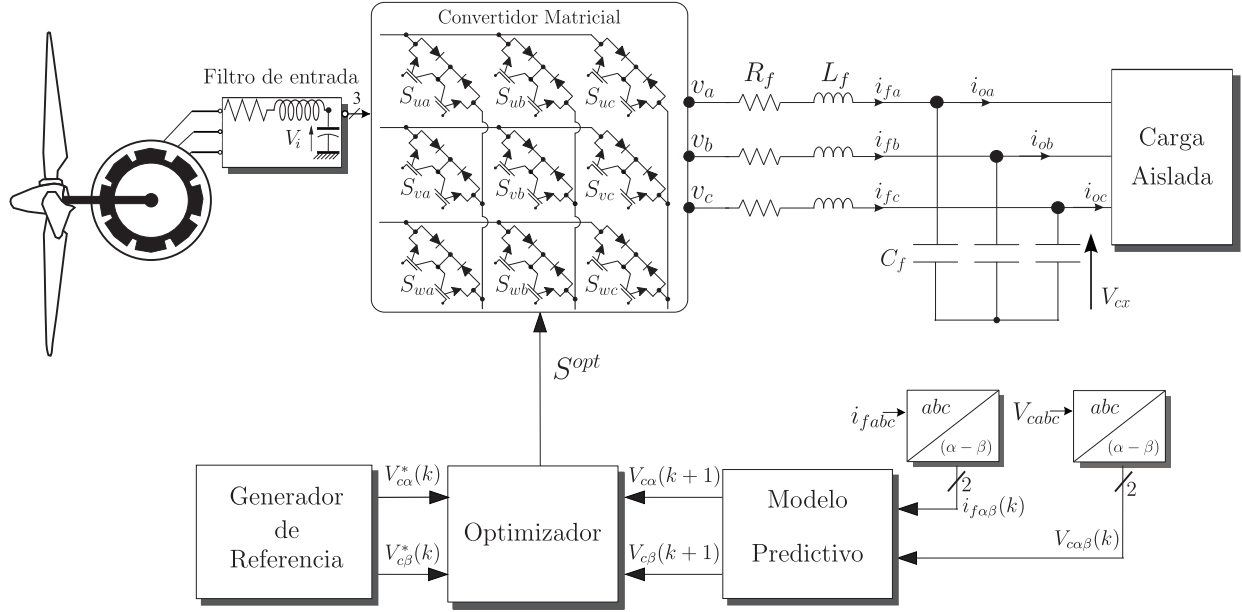


Fig. 1. Esquema de control predictivo de voltaje.

La función de conmutación para un interruptor simple se define como [19]:

$$S_{ik} = \begin{cases} 0, & \text{interruptor } S_{ik} \text{ desactivado} \\ 1, & \text{interruptor } S_{ik} \text{ activado} \end{cases}, \quad (1)$$

donde $i \in \{u, v, w\}$ indica la entrada correspondiente, $k \in \{a, b, c\}$ se refiere a la salida correspondiente. Considerando que las entradas nunca deben conectarse en corto circuito y que las corrientes nunca deben interrumpirse abruptamente, se expresan las restricciones de la siguiente forma:

$$S_{ui} + S_{vi} + S_{wi} = 1, \quad \forall i \in \{a, b, c\}. \quad (2)$$

Bajo estas restricciones, el MC trifásico presenta 27 estados de conmutación permitidos, de entre los 512 (2^9) posibles.

Si la carga y la fuente son referenciadas respecto al punto neutro (N), entonces es posible describir la relación entre las entradas y las salidas de tensión y de corriente como sigue:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u(t) \\ v_v(t) \\ v_w(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Una vez definido el modelo del convertidor de potencia, se procede a diseñar el sistema de control.

B. Control predictivo en el MC

La Fig. 1 muestra al filtro de salida LC del MC conectado a una carga para una microrred funcionando en modo aislado. Aplicando las leyes LVK y LCK al esquema de la Fig. 1,

la dinámica del sistema en el dominio del tiempo, puede ser expresada de la siguiente manera:

$$v_x - V_{cx} - R_f i_{fx} = L_f \frac{di_{fx}}{dt}, \quad (5)$$

$$i_{fx} - C_f \frac{dV_{cx}}{dt} = i_{ox}. \quad (6)$$

donde V_x es el voltaje de salida del MC, V_{cx} es el voltaje de salida del sistema, i_{fx} es la corriente de salida del MC e i_{ox} es la corriente total de salida; el subíndice x representa a cada una de las fases ($x = a, b, c$). Además, R_f , L_f y C_f son la resistencia, inductancia y capacitancia del filtro de salida, respectivamente. Aplicando el método de discretización mencionado en [20] la ecuación (6) se tiene:

$$V_{cx}(k+1) = V_{cx}(k) + \frac{T_s}{C_f} \cdot i_{fx}(k) - \frac{T_s}{C_f} \cdot i_{ox}(k), \quad (7)$$

C. Modelo predictivo

Las ecuaciones (5) y (6) pueden ser reescritas en la representación del espacio de estados de la siguiente manera:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad (8)$$

donde:

$$x = \begin{bmatrix} i_f \\ V_c \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix},$$

$$u = \begin{bmatrix} V_x \\ i_o \end{bmatrix} \text{ y } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

el modelo en tiempo discreto para la ecuación (8) es el siguiente:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k), \quad (10)$$

donde A_d y B_d tienen la siguiente forma:

$$A_d = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

El voltaje de salida V_{cx} del sistema y puede ser escrito para cualquiera de la fases, de la siguiente manera:

$$V_{cx}(k) = [0 \ 1]x(k). \quad (12)$$

Combinando las ecuaciones (9) - (12) se tiene:

$$V_{cx}(k+1) = A_{21}i_{fx}(k) + A_{22}V_{cx}(k) + B_{21}V_x(k) + B_{22}i_{ox}(k), \quad (13)$$

donde el subíndice x representa a cada una de las fases ($x = a, b, c$), (k) representa el estado actual y $(k+1)$ indica el siguiente instante de muestreo. Esta será la variable a utilizar para la implementación de la estrategia de control de voltaje en modo aislado, que serán detallada en las siguientes secciones. En el proceso de control, V_{cx} e i_{fx} son medidos e i_{ox} deberá ser estimada. La ecuación (13) es el término de predicción principal en el esquema de control propuesto, pero es necesario conocer el valor de $i_{ox}(k)$. Aplicando nuevamente el método descrito en [20] a la ecuación (6), se puede escribir de la siguiente manera:

$$i_{ox}(k) = i_{fx}(k) - \frac{C}{T_s}[V_{cx}(k) - V_{cx}(k-1)]. \quad (14)$$

Para simplificar el análisis, se utiliza la transformación en el marco de referencia estacionario ($\alpha - \beta$) [21]. Entonces, las ecuaciones (13) y (14) pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$V_{c\alpha}(k+1) = A_{21}i_{f\alpha}(k) + A_{22}V_{c\alpha}(k) + B_{21}V_\alpha(k) + B_{22}i_{o\alpha}(k), \quad (15)$$

$$V_{c\beta}(k+1) = A_{21}i_{f\beta}(k) + A_{22}V_{c\beta}(k) + B_{21}V_\beta(k) + B_{22}i_{o\beta}(k), \quad (16)$$

$$i_{o\alpha}(k) = i_{f\alpha}(k) - \frac{C}{T_s}[V_{c\alpha}(k) - V_{c\alpha}(k-1)], \quad (17)$$

$$i_{o\beta}(k) = i_{f\beta}(k) - \frac{C}{T_s}[V_{c\beta}(k) - V_{c\beta}(k-1)], \quad (18)$$

D. Función de costo

En el método MPC, el bloque de función de costo define lo que se espera exactamente del controlador. También se definen en este bloque todas las limitaciones del sistema, tales como la reducción de la frecuencia de conmutación. En este estudio, se espera que los voltajes de salida sigan sus valores de referencia y tengan desviaciones mínimas de las de las referencias. Así, una función de costo g se expresa como a continuación:

$$g(k+1) = \|eV_{c\alpha}(k+1)\|^2 + \|eV_{c\beta}(k+1)\|^2 \quad (19)$$

donde

$$\|eV_{c\alpha}(k+1)\| = \|V_{c\alpha}^*(k+1) - V_{c\alpha}(k+1)\|, \\ \|eV_{c\beta}(k+1)\| = \|V_{c\beta}^*(k+1) - V_{c\beta}(k+1)\|,$$

$\|\cdot\|$ representa la magnitud del vector, $V_{c\alpha\beta}^*(k+1)$ y $V_{c\alpha\beta}(k+1)$ son vectores que contiene la referencia y la predicción de voltajes en el marco ($\alpha - \beta$), respectivamente.

TABLA I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.

PARÁMETRO	SÍMBOLO	VALOR	UNIDAD
Red eléctrica			
Frecuencia de la red	f_s	50	Hz
Tensión de la red	v_s	220	Vrms
Convertidor Matricial			
Resistencia del filtro de entrada	R_{fi}	0.5	Ω
Resistencia de amortiguamiento	R_{pi}	100	Ω
Inductancia del filtro de entrada	L_{fi}	0.4	mH
Capacitancia del filtro de entrada	L_{fi}	25	μF
Inductancia del filtro de salida	L_f	2.4	mH
Capacitancia del filtro de salida	L_f	25	μF
Carga eléctrica			
Resistencia de la carga	R_L	22 - 68	Ω
Parámetros de control			
Periodo de muestreo	T_s	12.5 - 100	μs
Paso de simulación	-	1	μs
Paso de simulación	-	100	ns

E. Optimización

El proceso comienza con la medición de los valores de los voltaje sobre los capacitores de salida $V_{cx}(k)$ y los valores de las corrientes del filtro $i_{fx}(k)$, mencionados en la ecuación (13), en cada una de las fases $x = a, b, c$. Posteriormente, se calcula o se estima $i_{ox}(k)$ utilizando la ecuación (14). Después, $V_c(k+1)$ se calcula usando la ecuación (13) que genera 27 valores posibles de voltaje para el instante $(k+1)$, donde cada uno de estos genera un estado de conmutación específico. Los valores de tensión son utilizados en la función de costo o en el bloque de optimización, donde se genera el estado de conmutación que genera el valor de voltaje óptimo y finalmente se aplica al MC durante la muestra $(k+1)$.

III. ENTORNO DE SIMULACIÓN Y RESULTADOS

A. Entorno de simulación

Para validar y evaluar la viabilidad de la estrategia de control predictivo de voltaje propuesta, se diseña un entorno de simulación mediante la herramienta computacional MATLAB/Simulink. Esta herramienta representa una alternativa válida para el modelado, análisis y simulación debido a que el lenguaje de programación utilizado es similar al lenguaje C, facilitando el desarrollo de algoritmos para una posterior implementación en sistemas de procesamiento digital (DSPs, FPGA, DSPACE, etc) a futuro. Para el planteamiento del diseño mencionado, se definen los parámetros eléctricos y numéricos a ser utilizados en la simulación, los cuales se detallan en la Tabla I. Los elementos que componen el filtro de entrada y salida del MC son seleccionados en función al dimensionamiento previo de los proyectos de investigación llevados adelante en el Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC), para una posterior implementación de los esquemas de control en una bancada de ensayos experimentales, también se utiliza los valores nominales de potencia y voltaje de salida de un aerogenerador eólico de 15kW.

B. Resultados para microrred aislada

El rendimiento de la estrategia de control propuesta se ha analizado en términos del seguimiento de voltaje para distintos

escenarios, por un lado, ante la variaciones de cargas y por el otro, ante variaciones del tiempo de muestreo. También se realizaron pruebas de la distorsión de la señal de salida en función del tiempo de muestreo para cargas lineales y no lineales. La integración numérica por el método de Euler de primer orden se ha aplicado para el cálculo de la evolución de las variables en el dominio del tiempo.

El MSE, entre la voltaje V_c^* de referencia y el valor real del voltaje de salida V_c ecuación (20), la distorsión THD de la señal de salida V_{cx} ecuación (21), además de los niveles de desviación de la referencia ante cambios de carga recomendados por el estándar IEC 62040 para sistemas de alimentación ininterrumpida, se han utilizado como parámetros de rendimiento para evaluar cuantitativamente la eficiencia del control abordado.

$$\text{MSE}(V_{c\phi}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (V_{c\phi} - V_{c\phi}^*)^2} \quad (20)$$

$$\text{THD}(V_{cx}) = \sqrt{\frac{1}{V_{cx}^2} \sum_{i=2}^N V_{cxi}} \quad (21)$$

donde N es el número de muestras, $V_{c\phi}$ es el voltaje en la salida, $V_{c\phi}^*$ es el voltaje de referencia y ϕ representa el marco $(\alpha - \beta)$. Para el THD, V_{cx} representa también el voltaje de salida, siendo el subíndice x el indicador de cada una de las fases.

Las Figs. 2 (a) al (d), muestran el comportamiento del seguimiento del voltaje de salida V_c , en el marco estacionario $(\alpha - \beta)$, para distintas cargas lineales y balanceadas. El MSE es calculado en el intervalo de tiempo de 0.2 a 0.5 s (15 ciclos) y considerando un paso de simulación de $1 \mu\text{s}$, resultan 300000 muestras. El primer caso corresponde al seguimiento de voltaje de salida para una resistencia $R_l = 22 \Omega$ mostrado en la Fig. 2 (a), donde el parámetro MSE arrojó un resultado de 0.1056 V. Por otro lado, para una resistencia $R_l = 33 \Omega$ mostrado en la Fig. 2 (b), el análisis dió un resultado de 0.1001 V, lo que representa una variación del 5.2% con respecto al anterior. Para el caso de la Fig. 2 (c) con una resistencia $R_l = 47 \Omega$, se obtuvo un valor de 0.0934 V y como se observa en la Fig. 2 (d), para una resistencia $R_l = 68 \Omega$, se tiene un MSE de 0.0897 V, lo que representa una variación de 15% con respecto al primer caso. Es posible observar que al aumentar el valor resistivo, el MSE disminuye, esto es de esperarse debido a que el requerimiento de corriente es menor para el sistema. Los valores de MSE fueron calculados en el marco de referencia (α) y valores similares se obtuvieron en el marco de referencia (β) . Los mismos resultados son obtenidos al repetir el análisis en el marco trifásico debido a las características de invarianza de voltaje de la transformación de Clarke utilizada.

Las Fig. 3 (a) a la (d), muestran el comportamiento del seguimiento del voltaje de salida V_c , en el marco de referencia estacionario $(\alpha - \beta)$, para distintos tiempos de muestreo. El MSE es calculado en el intervalo de tiempo de 0.2 a 0.5 s (15 ciclos) y considerando un paso de simulación de $1 \mu\text{s}$, resultan 300000 muestras para el cálculo del parámetro MSE,

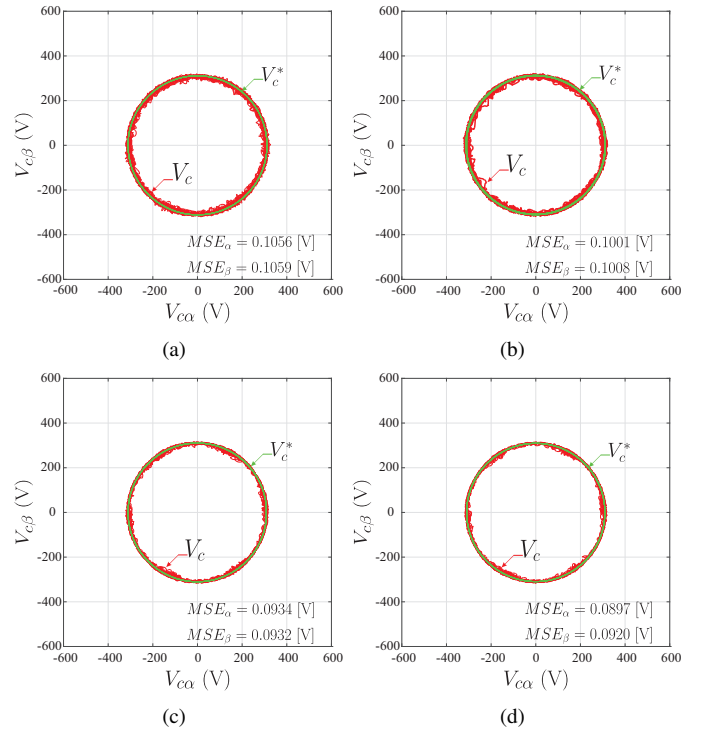


Fig. 2. Seguimiento y MSE del voltaje de salida para distintas cargas, con $T_s = 50 \mu\text{s}$. (a) V_c vs. V_c^* para $R_l = 22 \Omega$, (b) V_c vs. V_c^* para $R_l = 33 \Omega$, (c) V_c vs. V_c^* para $R_l = 47 \Omega$ y (d) V_c vs. V_c^* para $R_l = 68 \Omega$.

de manera similar al análisis del caso anterior. El primer caso corresponde al seguimiento de voltaje de salida para un tiempo de muestreo $T_s = 100 \mu\text{s}$ mostrado en la Fig. 3 (a), donde el parámetro MSE arrojó un resultado de 0.3676 V, para un muestreo de $T_s = 50 \mu\text{s}$ mostrado en la Fig. 3 (b), el análisis dió un resultado de 0.0931 V, lo que representa una variación del 74.67% con respecto al anterior, es notoria la diferencia al aumentar la frecuencia de conmutación. Para el caso de la Fig. 3 (c), con un muestreo a $T_s = 25 \mu\text{s}$ se obtuvo un valor de 0.0571 V y en la Fig. 3 (d), para un tiempo de muestreo de $T_s = 12.5 \mu\text{s}$ se tiene un MSE de 0.0272 V, lo que representa una variación de 92.6% con respecto al primer caso. Se puede observar claramente en Fig. 3 (a) al (d), que al disminuir el tiempo de muestreo el MSE disminuye. Los valores de MSE fueron calculados en el marco de referencia (α) y valores similares se obtuvieron en el marco de referencia (β) . Los mismos resultados son obtenidos al repetir el análisis en el marco trifásico por la invarianza de voltaje del método de transformación aplicado. Para la realización de estas pruebas se mantuvo constante la carga lineal a un valor resistivo de $R_l = 47 \Omega$. Se puede concluir que a menor tiempo de muestreo, el sistema responde de mejor manera, esto es de esperarse debido a disponer de un instante de predicción menor para el controlador predictivo, pero por el contrario estas soluciones son más complejas de implementar debido a la limitación de hardware, sin embargo, existen nuevos dispositivos semiconductores prometen mejores escenarios a corto plazo.

Las Figs. 4 (a) y (b), muestran comportamiento del sistema en la salida. Se observa el entorno del voltaje de salida V_c ,

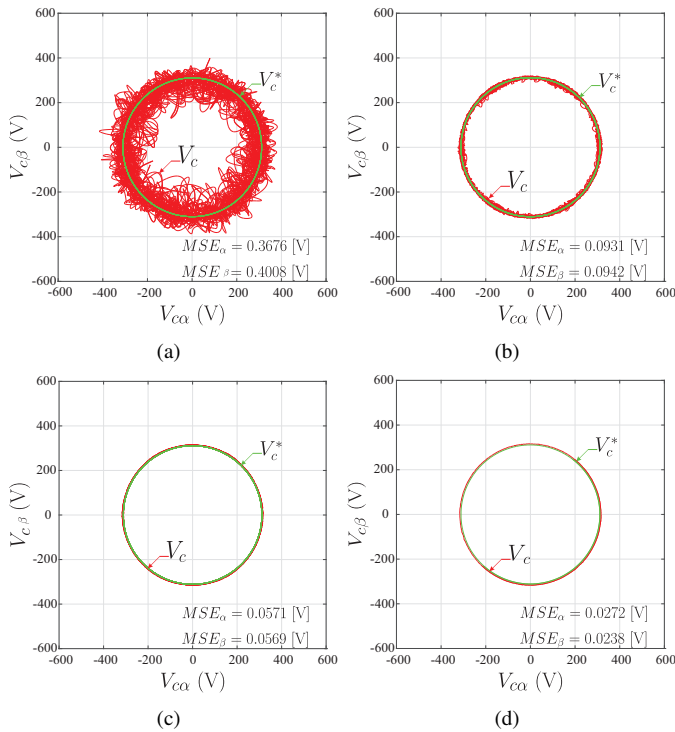


Fig. 3. Seguimiento y MSE del voltaje de salida para distintos tiempos de muestreo, con $R_l = 47 \Omega$. (a) V_c vs. V_c^* para $T_s = 100 \mu s$, (b) V_c vs. V_c^* para $T_s = 50 \mu s$, (c) V_c vs. V_c^* para $T_s = 25 \mu s$ y (d) V_c vs. V_c^* para $T_s = 12.5 \mu s$.

y el de la corriente I_o sobre la carga de salida, para una referencia de voltaje trifásico de 220 Vrms, como voltaje de fase en cada una de las fases a , b y c , con una carga lineal balanceada $R_l = 47 \Omega$ para los tiempos de muestreo de $T_s = 25 \mu s$ y $T_s = 12.5 \mu s$, respectivamente. De igual forma las Figs. 4 (c) y (d) muestran el análisis del parámetro THD para los casos representados en las Figs. 4 (a) y (b), respectivamente. Las muestras son analizadas en el intervalo de tiempo de 0.05 s a 0.15 s, es decir, (5 ciclos de la señal). En el primer caso se tiene un THD de 1.45% y en el segundo 0.20%. Para una frecuencia de muestreo de 20 kHz se obtuvo un THD de 1.90%. En este punto, se puede concluir que a mayor frecuencia de conmutación el parámetro THD disminuye considerablemente. Es necesario destacar que la norma IEC 62040 para microrredes o sistemas operando en modo aislado establece que para cargas lineales el parámetro THD del voltaje de salida no debe ser mayor al 3%, todos los casos analizados, cumplen esta premisa.

El rectificador de puente de diodo mostrado en la Fig. 5 se utilizó como carga no lineal para los resultados mostrados en la Fig. 6. En este caso, la tensión de salida presenta una distorsión, pero sigue siendo sinusoidal a pesar de las corrientes de carga altamente distorsionadas. Un desequilibrio notable en las corrientes de carga está presente en este resultado debido a voltajes desequilibrados cuando se conecta una carga no lineal. Para este caso los valores resistivos y capacitivos son $R_l = 60 \Omega$ y $C = 3000 \mu F$.

Las Figs. 6 (a) y (b), muestran comportamiento del sistema en la salida, el voltaje de salida V_c , y la corriente I_o sobre

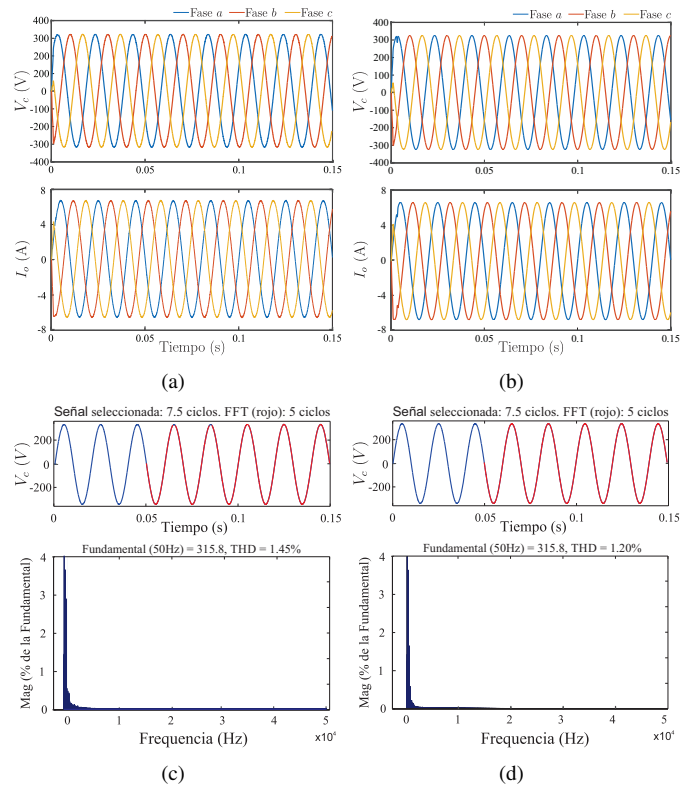


Fig. 4. Entorno de voltaje de salida V_c y corriente de salida I_o . Para cargas lineales a distintas frecuencias de conmutación. (a) y (b) V_c e I_o , con $T_s = 25 \mu s$. y $T_s = 12.5 \mu s$., respectivamente. (c) y (d) THD de V_c con $T_s = 25 \mu s$. y $T_s = 12.5 \mu s$., respectivamente.

la carga de salida, para una referencia de voltaje trifásico de 220 Vrms, como voltaje en la fase a , con una carga no lineal especificada en la sección anterior, para los tiempos de muestreo de $T_s = 25 \mu s$ y $T_s = 12.5 \mu s$, respectivamente. De igual forma las Figs. 6 (c) y (d) muestran el análisis del parámetro THD para los casos representados en las Figs. 4 (a) y (b), respectivamente. Las muestras son analizadas en el intervalo de tiempo de 0.05 s a 0.15 s, es decir, (5 ciclos de la señal o red eléctrica). En el primer caso se tiene un THD de 4.17% y en el segundo 2.87%. La norma IEC 62040 para microrredes o sistemas operando en modo aislado establece que para cargas no lineales el parámetro THD del voltaje de salida no debe ser mayor al 5%, todos los casos analizados cumplen este estándar y este en particular es uno de los escenarios mas desfavorables para el análisis del rendimiento del controlador, en otros términos, el controlador de voltaje propuesto se ajusta a los estrictos requerimientos del estándar

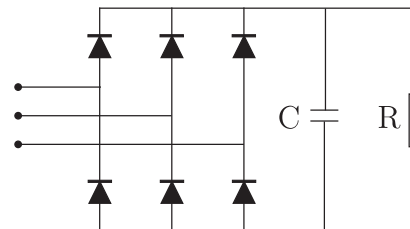


Fig. 5. Puente diodo rectificador trifásico, utilizado como carga no lineal.

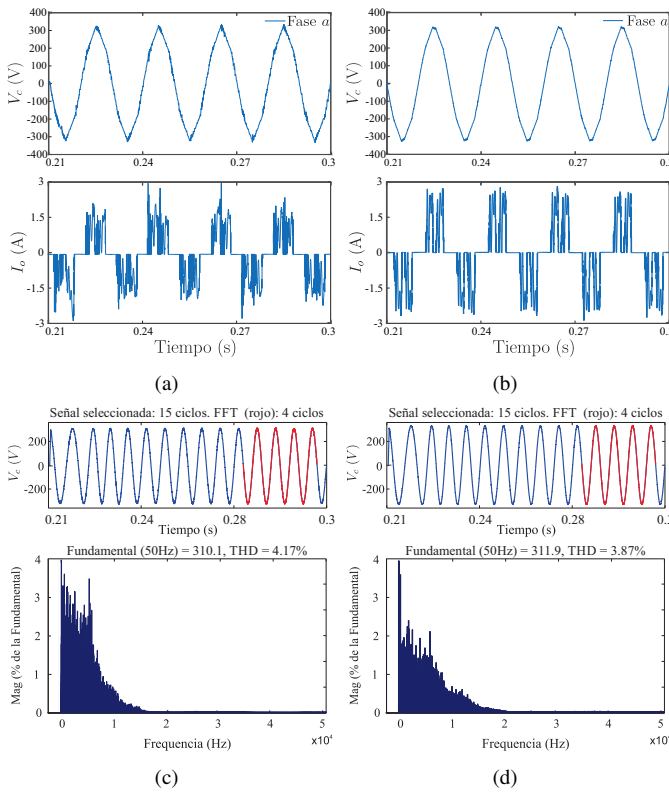


Fig. 6. Entorno de voltaje de salida V_c y corriente de salida I_o . Para cargas no lineales a distintas frecuencias de conmutación. (a) y (b) V_c e I_o , con $T_s = 25 \mu s$. y $T_s = 12.5 \mu s$., respectivamente. (c) y (d) THD de V_c con $T_s = 25 \mu s$. y $T_s = 12.5 \mu s$., respectivamente.

mencionado, en lo referente al parámetro de mérito THD.

IV. RESUMEN Y CONCLUSIONES

En este artículo se presentó el modelado matemático del MC, para aplicaciones en microrredes, detallando las estrategias de control predictivo propuestas para operar en modo aislado de la red eléctrica. El control predictivo de voltaje propuesto fue evaluado en varios escenarios. En el seguimiento de voltaje ante cambios de cargas permite concluir que a mayor carga disminuye el parámetro MSE en el rango de valores de carga analizados, esto debido a que el requerimiento de corriente en el sistema es menor. El parámetro MSE también del seguimiento de voltaje pero ante cambios del periodo de muestreo permite ver que a menor tiempo de muestreo el seguimiento mejora. Se analizó el sistema en función del parámetro THD para cargas lineales y no lineales ante cambios del tiempo de muestreo, arrojando resultados que se ajustan a la norma IEC 62040. El control predictivo de voltaje propuesto respondió favorablemente ante los escenarios de prueba analizados.

REFERENCIAS

[1] S. Li and X. Wang, "Cooperative change detection for voltage quality monitoring in smart grids." *IEEE Trans. Information Forensics and Security*, vol. 11, no. 1, pp. 86–99, 2016.
[2] X. Liu, D. Teng, D. Wang, Q. Zhu, and Z. Liu, "Application of eco mode ups in data center," in *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Oct 2017, pp. 30–34.

[3] M. Uddin, G. Mirzaeva, and G. Goodwin, "Recent advances in common mode voltage mitigation techniques based on mpc," in *2017 Australasian Universities Power Engineering Conf. (AUPEC)*, Nov 2017, pp. 1–6.
[4] J. Zhang, L. Li, and D. G. Dorrell, "Control and applications of direct matrix converters: A review," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 18–27, June 2018.
[5] F. Wang, X. Mei, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drive systems—an overview," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 1, no. 3, pp. 219–230, September 2017.
[6] G. Dan, P. Zailin, W. Lidi, W. Jun, L. Qiangqiang, and C. Dexi, "The research on the integration of energy storage and generating wind turbine system model," in *2016 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, Aug 2016, pp. 1–4.
[7] J. R. Doyle and H. Johlas, "Strategies for the reduction of energy storage capacity for high penetration of wind and solar power," in *2017 2nd International Conference Sustainable and Renewable Energy Engineering (ICSREE)*, May 2017, pp. 62–66.
[8] R. K. Samal and M. Tripathy, "Wind resource assessment and energy analysis for wind energy projects," in *2017 6th International Conference on Computer Applications In Electrical Engineering-Recent Advances (CERA)*, Oct 2017, pp. 128–133.
[9] M. Diaz, R. Cárdenas, M. Espinoza, A. Mora, and P. Wheeler, "Modelling and control of the modular multilevel matrix converter and its application to wind energy conversion systems," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016, pp. 5052–5057.
[10] M. Rivera, S. Toledo, C. Baier, L. Tarisciotti, P. Wheeler, and S. Verne, "Indirect predictive control techniques for a matrix converter operating at fixed switching frequency," in *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRE-CEDE)*, Sept 2017, pp. 13–18.
[11] P. Wheeler, M. Rivera, and S. Toledo, "An indirect model predictive current control for a direct matrix converter with instantaneous reactive power minimization," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dec 2017, pp. 1–6.
[12] K. B. Tawfiq, A. F. Abdou, E. E. EL-Kholy, and S. S. Shokrall, "Application of matrix converter connected to wind energy system," in *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Dec 2016, pp. 604–609.
[13] E. Maqueda, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, J. Rodas, M. Rivera, and P. Wheeler, "An assessment of predictive current control applied to the direct matrix converter based on sic-mosfet bidirectional switches," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dec 2017, pp. 1–6.
[14] A. Kopta, M. Rahimo, C. Corvasce, M. Andenna, F. Dugal, F. Fischer, S. Hartmann, and A. Baschnagel, "Next generation igt and package technologies for high voltage applications," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, no. 3, pp. 753–759, March 2017.
[15] A. K. Agarwal, "An overview of sic power devices," in *2010 International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, Nov 2010, pp. 1–4.
[16] N. Iwamuro and T. Laska, "IGBT history, state-of-the-art, and future prospects," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, no. 3, pp. 741–752, March 2017.
[17] R. E. Carballo, F. Botterón, G. G. Oggier, O. Guillermo, and García, "A simple design approach for discrete time resonant controllers for ups applications," in *2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, Oct 2015, pp. 1–6.
[18] F. de Bosio, M. Pastorelli, L. A. de S. Ribeiro, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, "Enhanced current and voltage regulators for stand-alone applications," in *2016 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Oct 2016, pp. 1–6.
[19] M. Rivera, M. Amirbande, A. Vahedi, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Fixed frequency model predictive control with active damping for an indirect matrix converter," in *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, Oct 2017, pp. 1–6.
[20] G. Sánchez, M. Murillo, L. Genzelis, N. Deniz, and L. Giovanini, "Mpc for nonlinear systems: A comparative review of discretization methods," in *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, Sept 2017, pp. 1–6.
[21] A. K. Chakraborty and B. Bhattachaya, "Determination of α , β and δ components of a switching state without clarke transformation," in *2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy Communication (CIEC)*, Jan 2016, pp. 260–263.