Model Predictive Control in Three-Phase Inverters

Ricardo Enrique Pérez-Guzmán, Marco Rivera, Nicolás Vicencio and Patrick W. Wheeler

Abstract—Model-based predictive control is a recent alternative to improve the quality of the output in power converters. In this research, predictive current control is implemented in a voltage source inverter, operating at a variable switching frequency and at fixed switching frequency. Experimental results allowed to verify the effectiveness of the predictive controller, as well as the advantages of the commutation strategies at variable frequency and to fixed frequency. Values such as the percentage of total harmonic distortion (THD) and the absolute error of current allow to demonstrate the superiority of the strategies at fixed frequency in comparison with the classical control.

Keywords—Model predictive control (MPC), three-phase inverters, variable switching frequency, fixed switching frequency.

I. INTRODUCCIÓN

La necesidad de generar energía eléctrica de manera eficiente, limpia y a un gran número de usuarios, ha permitido el desarrollo de alternativas que proponen extraer el mayor beneficio del sistema eléctrico. Una de las alternativas más investigadas en la actualidad son las microrredes eléctricas, cuyas características de integración con diversas fuentes renovables, aislamiento de la red principal en caso de fallas y mayor eficiencia, brindan una serie de posibilidades superiores a las redes eléctricas convencionales.

La eficiencia de las microrredes se debe, entre otras razones, a la integración de convertidores de potencia dentro del sistema eléctrico [1], [2]. El convertidor fuente de voltaje es uno de convertidores más utilizados dentro de la arquitectura de una microrred [3]. Los inversores fuente de voltaje (voltage source inverter- VSI) convierten un voltaje continuo en un voltaje alterno, actuando como intermediarios dentro del proceso de inyección de energía limpia a la red eléctrica. La poca cantidad de elementos que integran este convertidor, lo convierten en una alternativa económica y confiable para aplicaciones de mediana y baja potencia. Además, el VSI se presenta como una solución potencial al problema del manejo y suministro de energía necesaria para el funcionamiento de los motores, lo que lo convierte en un elemento importante para las industrias eléctricas, mineras o de transporte. La comunidad científica ha enfocado sus esfuerzos en encontrar alternativas de control más eficientes para proveer energía basada en fuentes renovables, o controlar el desempeño de motores eléctricos en la industria. Algunas de las estrategias de control más utilizadas en los convertidores de potencia son el control por histéresis

[4], el controlador proporcional-integral (PI) [5] y el control predictivo basado en modelos (MPC) [6]. El control predictivo basado en modelos (MPC) se caracteriza por el uso de modelos matemáticos del sistema, para predecir comportamientos futuros y seleccionar las acciones de control que deberá realizar el convertidor. Dentro de las ventajas del MPC se encuentra la inclusión de varios objetivos de control, restricciones y no linealidades en una sola ley de control. De esta manera es posible controlar algunas variables típicas como la corriente, el voltaje, la potencia, el torque, o el flujo. El control predictivo en el convertidores VSI tienen la característica que sólo un número finito de posibles estados de conmutación pueden ser generados. Esta característica puede ser utilizada para predecir el comportamiento de las variables en cada estado de conmutación, mientras un criterio de selección es definido para determinar estado. Este criterio consiste en una función de costo que será evaluada para los valores predichos de las variables a controlar. La predicción del valor futuro de estas variables es calculada para cada uno de los posibles estados de conmutación y luego el estado que minimiza la función de costo es seleccionado. La estrategia de control puede ser resumida en los siguientes pasos:

- Definir la función de costo g .
- Construir el modelo del convertidor con los posibles estados de conmutación.
- Construir el modelo de la carga para la predicción.

La introducción de una función de costo que incluye los objetivos de control es la base del MPC. Esta función puede incluir más de una variable de control, lo que le otorga cierta ventaja a la estrategia MPC, con respecto a las estrategias de control convencionales. Sin embargo, la combinación de dos o más variables en una función de costo no es una tarea sencilla cuando estos poseen diferentes unidades y órdenes de magnitud. Cada término adicional tiene un factor de ponderación específico, que se utiliza para manejar la importancia relativa de ese término, en relación con los otros objetivos [7]. Estos parámetros tienen que ser diseñados correctamente con el fin de lograr el rendimiento deseado del VSI.

Lamentablemente, no existen métodos analíticos, numéricos, o teorías de control para ajustar estos parámetros, y en la actualidad se determinan en base a procedimientos heurísticos. En esta investigación se abordan los elementos fundamentales para el control MPC en convertidores VSI y se implementa un control predictivo de corriente operando a frecuencia de conmutación variable y otro a frecuencia de conmutación fija.

II. MODELO MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR

La topología de convertidor VSI considerada en esta investigación está formada por seis switches (IGBT), el voltaje del enlace de DC y una carga trifásica RL , como se muestra en

Ricardo Enrique Pérez-Guzmán, (Doctorado en Sistemas de Ingeniería), Departamento de Ciencias de la Computación, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile (e-mail: riperez@utalca.cl).

Marco Rivera y Nicolás Vicencio, Centro Tecnológico de Conversión de Energías, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile (e-mail: marcoriv@utalca.cl, niko.vicencio.mora@gmail.com).

Patrick W. Wheeler, Faculty of Science and Engineering, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Nottingham, Nottingham NG7 2RD U.K. (e-mail: pat.wheeler@nottingham.ac.uk).

Fig. 1. Topología del convertidor VSI de dos niveles.

la Fig.1. Teniendo en cuenta que los dos interruptores en cada fase del inversor operan en un modo complementario, para evitar el cortocircuito de la fuente DC, el estado de conmutación cambia S_x , con $x = 1, \dots, 6$, y puede ser representado por las señales de conmutación S_a , S_b y S_c , definidas de la siguiente manera:

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{para } S_1 \text{ encendido y } S_4 \text{ apagado} \\ 0 & \text{para } S_1 \text{ apagado y } S_4 \text{ encendido} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{para } S_2 \text{ encendido y } S_5 \text{ apagado} \\ 1 & \text{para } S_2 \text{ apagado y } S_5 \text{ encendido} \end{cases} \quad (2)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{para } S_3 \text{ encendido y } S_6 \text{ apagado} \\ 1 & \text{para } S_3 \text{ apagado y } S_6 \text{ encendido} \end{cases} \quad (3)$$

Estas señales de conmutación definen el valor de los voltajes de salida:

$$v_{aN} = S_a V_{dc} \quad (4)$$

$$v_{bN} = S_b V_{dc} \quad (5)$$

$$v_{cN} = S_c V_{dc} \quad (6)$$

donde V_{dc} es el voltaje de la fuente DC. Considerando el vector unitario $a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ que representa 120° de desplazamiento de fases, el vector de voltaje de salida se define como:

$$v = \frac{2}{3}(v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}) \quad (7)$$

donde v_{aN} , v_{bN} y v_{cN} son los voltajes de fase a tierra (N) del inversor.

Teniendo en cuenta todas las combinaciones posibles de las señales de activación S_a , S_b y S_c , se obtienen ocho estados de conmutación y, en consecuencia, ocho vectores de tensión, como se muestra en la Tabla I. En la Fig. 2 se muestra que $V_0 = V_7$, lo que resulta en un conjunto finito de solo siete vectores de voltaje diferentes en el plano complejo.

Fig. 2. Vectores de voltaje en el plano complejo.

A. Modelo de la carga

De acuerdo a las definiciones de las variables del circuito que se muestra en la Fig. 1, las ecuaciones para la dinámica de la corriente de carga en cada fase se pueden escribir como:

$$v_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{nN} \quad (8)$$

$$v_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{nN} \quad (9)$$

$$v_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{nN} \quad (10)$$

La corriente del inversor se puede calcular en función de la definición del vector espacial como:

$$i = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (11)$$

entonces la dinámica de la corriente de carga se describe mediante la ecuación diferencial vectorial:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (12)$$

donde v es el vector de voltaje generado por el inversor, e i es el vector de corriente de carga. Es importante destacar que para

TABLA I
ESTADOS DE CONMUTACIÓN POSIBLES Y VALOR DEL VECTOR v_x .

S_a	S_b	S_c	Valor del vector v_x
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$

efectos de la implementación no se considera el convertidor conectado a la red eléctrica.

Para discretizar la ecuación anterior, se recurre al método de Euler, basado en una aproximación tangencial de la derivada:

$$\frac{di}{dt} = \frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \quad (13)$$

donde i_k corresponde al valor de la corriente actual, i_{k+1} es la corriente predicha para el siguiente muestreo y T_s es el período de muestreo. Si se combina la ecuación (12) y (13), se obtiene lo siguiente:

$$v_k = L \left[\frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \right] + Ri_k + v_{nN} \quad (14)$$

Si se considera el voltaje de modo común (v_{nN}) como nulo, entonces se tiene una aproximación bastante buena del modelo:

$$v_k = L \left[\frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} \right] + Ri_k \quad (15)$$

La idea es conocer la corriente que se va a tener al siguiente muestreo, de tal manera que, se pueda comparar la corriente actual con la predicha y se vaya disminuyendo el error. Por tal motivo, se despeja la ecuación (15) en función de la corriente del estado siguiente.

$$i_{k+1} = v_k \left[\frac{T_s}{L} \right] + i_k \left[1 - \frac{T_s R}{L} \right] \quad (16)$$

III. CONTROL PREDICTIVO CLÁSICO PARA EL VSI

La propuesta de control predictivo de corriente considera tres variables para obtener la predicción de la corriente, las cuales son: dos valores de corriente en coordenadas α , β y el voltaje que proporciona el enlace DC. Los valores son trabajados dentro del modelo de predicción y las predicciones obtenidas son evaluadas en la función de costo. En la Fig. 3 se muestra el diagrama en bloques de la estrategia de control predictivo a frecuencia variable aplicada al control del VSI. La función de costo es una expresión que calcula el error como la diferencia entre la referencia y el valor predicho, considerando las corrientes en coordenadas α y β , según la transformación de Clarke. El objetivo es seleccionar el mínimo error entre la corriente de referencia y la corriente predicha y puede ser obtenida a partir de la ecuación (17):

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (17)$$

donde $i_{\alpha}^p(k+1)$ y $i_{\beta}^p(k+1)$ son las partes reales e imaginarias del vector de corriente de carga predicho $i^p(k+1)$, para un vector de voltaje en particular. Las corrientes de referencia $i_{\alpha}^*(k+1)$ y $i_{\beta}^*(k+1)$ son las partes reales e imaginarias del vector de referencia $i^*(k+1)$. Por simplicidad, se supone que esta corriente de referencia no cambia lo suficiente en un intervalo de muestreo, por lo que se considera $i^*(k+1) = i^*(k)$. Esta suposición puede introducir un retraso de una muestra en el seguimiento de referencia, que no es un problema si se considera una frecuencia de muestreo alta. Los resultados pueden ser mejorados considerando un error cuadrado para la

Fig. 3. Diagrama en bloques del esquema de control predictivo de corriente clásico.

referencia actual, después de los términos de la función de costo [8]:

$$g = (i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p)^2 + (i_{\beta}^* - i_{\beta}^p)^2 \quad (18)$$

donde las corrientes i_{α} e i_{β} se calculan como:

$$i_{\alpha} = \frac{2i_a - i_b - i_c}{3} \quad (19)$$

$$i_{\beta} = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}} \quad (20)$$

La función de costo de la ecuación (18) se inserta dentro de un ciclo, el cual evalúa las corrientes generadas por los ocho estados válidos de conmutación y escoge la que genera un menor error.

IV. CONTROL PREDICTIVO OPERANDO A FRECUENCIA FIJA DE CONMUTACIÓN

El control predictivo clásico tiene la particularidad de evaluar todos los estados válidos de conmutación del VSI, para predecir la corriente que debe tener el convertidor en el siguiente estado, e ir minimizando el error hasta llegar a la corriente de referencia. Este proceso se produce a una frecuencia de conmutación variable, pues es probable que al predecir el estado de conmutación óptimo siguiente, éste sea igual al estado actual de conmutación que posee el convertidor, por lo tanto, el convertidor conserva el estado actual. Esta situación puede generarse indefinidamente, variando a cada instante la frecuencia de conmutación, lo que genera ruido y rizado en el voltaje y en la corriente de salida del convertidor. Aplicar una técnica que permita realizar una conmutación a una frecuencia fija [9], reduce el ruido y aumenta la eficiencia del convertidor. El esquema representativo del control predictivo a frecuencia fija, se diferencia del esquema de control predictivo clásico, en que el primero contempla un bloque correspondiente a un patrón de conmutación definido, que se ejecuta de la misma manera durante todas las predicciones.

En la Fig. 4, se muestra el esquema de control a frecuencia fija utilizado. El modelo de predicción que utiliza el control predictivo a frecuencia fija es el mismo que utiliza el control

Fig. 4. Diagrama de bloques del esquema de control a frecuencia fija.

predictivo a frecuencia variable, es decir, una representación discreta del modelo dinámico del sistema que contempla una carga resistiva - inductiva a la salida del convertidor.

La representación de los vectores en el espacio vectorial es igual a la del control clásico mostrado en la Fig. 2. La técnica de predicción a frecuencia fija evalúa cada sector del plano $\alpha - \beta$, el cual se compone de dos vectores de voltaje adyacentes, además de un vector cero. Dentro de un ciclo se evalúan todas las regiones del plano vectorial, obteniendo como resultados dos vectores óptimos y tres períodos de tiempo en los cuales serán aplicados dichos vectores. En cada ciclo, se toman dos vectores que conforman una determinada región dentro del plano vectorial, y se evalúan las predicciones de corriente en función de estos vectores, de manera tal que se obtengan dos funciones de costo g_1 y g_2 y una tercera función de costo g_0 , que se calcula una sola vez y que corresponde a la predicción cuando el voltaje es igual a cero. Al igual que en el control predictivo clásico, la mínima función de costo es la que prevalecerá y se usará para determinar los períodos de tiempo efectivos para la conmutación T_0, T_1 y T_2 . Por otro lado, las funciones de costo sirven para determinar los ciclos de trabajo que se asocian a cada vector y se obtienen mediante las siguientes relaciones:

$$d_0 = \frac{K}{g_0}, \quad d_1 = \frac{K}{g_1}, \quad d_2 = \frac{K}{g_2} \quad (21)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (22)$$

Sustituyendo la ecuación (22) en (21), se obtiene la expresión para la constante K :

$$K = \frac{g_0 g_1 g_2}{g_1 g_2 + g_0 g_2 + g_0 g_1} \quad (23)$$

De esta manera, la nueva función de costo que se utilizará se obtiene al sustituir la ecuación anterior en (21) y queda determinada por la siguiente relación:

$$g_{k+1} = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (24)$$

Los valores d_1 y d_2 son evaluados en la nueva función de costo, en conjunto con las funciones g_1 y g_2 obtenidas anteriormente. Los vectores óptimos escogidos serán aquellos que minimicen la nueva función de costo.

A su vez, los períodos de tiempo T_0, T_1 y T_2 , quedan determinados directamente por los ciclos de trabajo d_0, d_1 y d_2 de la siguiente manera:

$$T_0 = \frac{T_s d_0}{t_m} \quad T_1 = \frac{T_s d_1}{t_m} \quad T_2 = \frac{T_s d_2}{t_m} \quad (25)$$

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (26)$$

donde t_m corresponde a un número obtenido al dividir el tiempo de muestreo en partes iguales, en este caso se divide en 100, por lo tanto $t_m = T_s/100$.

Una vez que ya se cuenta con los vectores óptimos y con los tiempos de aplicación de estos últimos, se establece la estrategia de conmutación que se aplicará en el siguiente instante muestreo. Esta estrategia se puede resumir en:

- Se inicia el patrón de conmutación, aplicando el vector cero, un cuarto de su tiempo T_0 ($T_0/4$).
- Luego se aplica el primer vector óptimo v_1^{opt} la mitad de su tiempo T_1 ($T_1/2$).
- Se sigue, aplicando el segundo vector óptimo v_2^{opt} la mitad de su tiempo T_2 ($T_2/2$).
- A continuación, se aplica el vector cero un período equivalente a la mitad de su tiempo T_2 ($T_2/2$).
- Se aplica el segundo vector óptimo v_2^{opt} la mitad de su tiempo T_2 ($T_2/2$).
- Se aplica el primer vector óptimo v_1^{opt} la mitad de su tiempo T_1 ($T_1/2$).
- Finalmente se aplica el vector cero, un cuarto de su tiempo T_0 ($T_0/4$).

Es muy importante saber qué vector será considerado como vector óptimo uno y vector óptimo dos, puesto que lo que se busca en la conmutación a frecuencia fija es que en cada cambio de vector aplicado, se realice la conmutación en una sola pierna del convertidor. De esta forma se optimiza la aplicación del método y se obtienen mejores resultados. En concreto, para los sectores impares (uno, tres y cinco) el vector óptimo uno corresponderá al primer vector del sector, considerando que el vector óptimo dos será el que le sigue en sentido anti-horario. En el caso contrario, es decir, para los sectores pares (dos, cuatro y seis) el vector óptimo uno corresponderá al primer vector del sector y el vector óptimo dos será el que le sigue en sentido horario. El vector de voltaje cero se puede obtener mediante dos combinaciones distintas, la primera es cuando S_1, S_3 y S_5 valen cero y la segunda cuando S_1, S_3 y S_5 valen uno. Para la correcta aplicación de la secuencia, se debe aplicar la primera combinación al inicio y final de la secuencia, mientras que la aplicación del vector de voltaje cero a la mitad de la secuencia, se logra aplicando la segunda combinación.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para el desarrollo de la parte experimental de esta investigación se utilizan la DSP Delfino con un microcontrolador F28335, que se encarga de ejecutar el control y una FPGA (Basys 2), donde se implementa el tiempo muerto y además sirve como reloj para la DSP, enviando las interrupciones para que esta trabaje a un período de muestreo fijo.

Fig. 5. Resultados experimentales del control predictivo a frecuencia variable (a la izquierda) y a frecuencia fija (a la derecha), aplicado al VSI en estado estacionario y con una referencia de 25[Hz] y 1[A]. Ch1 → voltaje dc (v_{dc}) - Ch2 → voltaje de fase a (v_{an}) - Ch3 → corriente en la carga (i_a) - Ch4 → corriente en la carga (i_b).

Fig. 6. Resultados experimentales del control predictivo a frecuencia variable (a la izquierda) y a frecuencia fija (a la derecha), aplicado al VSI, con una amplitud de 1[A] y un cambio de referencia de 50[Hz] a 25[Hz]. Ch1 → voltaje dc (v_{dc}) - Ch2 → voltaje de fase a (v_{an}) - Ch3 → corriente en la carga (i_a) - Ch4 → corriente en la carga (i_b).

Las pruebas experimentales del control predictivo trabajando a frecuencia variable de conmutación (izquierda) y a frecuencia fija (derecha) se muestran en la Figura 5 en estado estacionario, y en la Figura 6 para estado transitorio.

La Tabla II muestra el porcentaje de distorsión armónica del voltaje v_{an} . Los datos fueron obtenidos al evaluar la técnica de control predictivo a frecuencia fija de conmutación y el control predictivo a frecuencia variable para cuatro referencias distintas. Al comparar ambos voltajes de fase v_{an} , se aprecia que el control predictivo operando a frecuencia fija tiene una menor distorsión armónica, y esto se puede apreciar gráficamente, pues el voltaje de fase tiene un patrón mucho más homogéneo debido a que conmuta con un patrón fijo. Para el caso de la corriente i_a , los resultados también son más favorables para esta técnica de control, pues como se puede apreciar en las tablas, las diferencias son muy marcadas.

Lamentablemente por un tema de disposición de los elementos dentro de la estructura del convertidor, los resultados experimentales no fueron los esperados, debido a que el ruido juega un rol determinante. De hecho, para proteger los elementos del control dentro del convertidor, se trabajó a una baja potencia. Al aumentar el nivel de corriente en la referencia, el ruido hacía que el control dejara de funcionar. Otra de las razones de por qué no se obtuvieron mejores resultados, tienen que ver con el tipo de alimentación en el enlace DC y la baja frecuencia de muestreo a la cual se trabajó, pero aún así es posible demostrar el buen desempeño de las estrategias

TABLA II
PORCENTAJE DE DISTORSIÓN ARMÓNICA DEL VOLTAJE v_{an} .

Frecuencia (f)	Amplitud	THD v_{an} F. variable.	THD v_{an} F. fija
50[Hz]	1[A]	115.62 %	98.40 %
50[Hz]	0.5[A]	208.44 %	184.99 %
25[Hz]	1[A]	121.94 %	104.86 %
25[Hz]	0.5[A]	210.42 %	191.99 %

de control. En el caso de la baja frecuencia de muestreo, se justifica en base a que el control predictivo operando a frecuencia fija de conmutación demoraba alrededor de $60\mu s$ en terminar de ejecutar las acciones, por lo cual no se podía trabajar a una frecuencia de muestreo muy alta. No obstante esto sirvió para demostrar que el control predictivo operando a frecuencia fija, funciona mejor que el clásico y de hecho, no se necesita aumentar tanto la frecuencia de muestreo para obtener resultados aceptables. Para que el control predictivo clásico pueda mejorar y equipararse con el control a frecuencia fija, debe aumentar mínimo unas dos veces su frecuencia de muestreo. Los resultados comparativos más apreciables se centran en la distorsión armónica que se produce en la corriente.

VI. CONCLUSIONES

Se ha presentado un modelo de control predictivo para mejorar la salida de un inversor fuente de voltaje operando

TABLA III
PORCENTAJE DE DISTORSIÓN ARMÓNICA DE LA CORRIENTE i_a .

Frecuencia (f)	Amplitud	THD i_a F. variable.	THD i_a F. fija
50[Hz]	1[A]	10.82 %	5.73 %
50[Hz]	0.5[A]	22.39 %	13.78 %
25[Hz]	1[A]	10.46 %	6.05 %
25[Hz]	0.5[A]	22.80 %	18.76 %

TABLA IV
ERROR ABSOLUTO DE LA CORRIENTE i_a .

Frecuencia (f)	Amplitud	Error i_a F. variable.	Error i_a F. fija
50[Hz]	1[A]	4.26 %	1.78 %
50[Hz]	0.5[A]	4.40 %	2.39 %
25[Hz]	1[A]	3.29 %	1.24 %
25[Hz]	0.5[A]	3.54 %	1.44 %

a frecuencia de conmutación variable y fija. El inversor fuente voltaje implementado permite probar el desempeño del control predictivo de corriente operando a frecuencia variable y fija de conmutación. Ambas estrategias de control presentan una rápida respuesta a los cambios, tanto en frecuencia como en amplitud y logran seguir la onda sinusoidal de referencia de manera efectiva.

La técnica de control predictivo a frecuencia fija supera a la estrategia con frecuencia variable, en términos de THD y de error en estado estacionario. Estas diferencias se aprecian porque a la misma frecuencia de muestreo, el control a frecuencia fija posee aproximadamente 5 % menos de THD y error, que la estrategia a frecuencia variable. Para corrientes más pequeñas, estas diferencias se acentúan, alcanzando casi un 10 % en términos de THD.

La estrategia de control a frecuencia fija de conmutación posee un mejor desempeño que su antecesor clásico, debido a que trabaja con dos vectores óptimos durante toda la secuencia de conmutación y un vector de voltaje cero en algunos instantes. Trabajar de esta forma, disminuye el error de estado estacionario a lo largo de todo el período de ejecución de la secuencia, debido al cálculo del tiempo óptimo de aplicación para cada vector y la ponderación de los ciclos de trabajo con el factor de conversión.

El control predictivo a frecuencia variable, tiene el problema de que, al calcular sólo un vector óptimo por período,

éste no siempre corresponde al que minimiza la función de costo a lo largo de todo el período. La estrategia de control predictivo trabajando a frecuencia fija, al conmutar a una frecuencia constante, permite filtrar de manera más eficiente el ruido. Comparando los espectros de los armónicos para ambos controles, se aprecia la frecuencia de conmutación en esta estrategia, en contraste con la estrategia clásica, en donde la frecuencia de conmutación no se distingue.

VII. AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer al Programa FONDECYT Regular a través del proyecto 1160690 y a la Beca de Doctorado Nacional CONICYT 2019, folio 21190709.

REFERENCIAS

- [1] M. Lakshmi and S. Hemamalini, "Nonisolated high gain dc-dc converter for dc microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1205–1212, 2018.
- [2] Y. Xia, W. Wei, Y. Peng, P. Yang, and M. Yu, "Decentralized coordination control for parallel bidirectional power converters in a grid-connected dc microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6850–6861, 2018.
- [3] I. Ziouani, D. Boukhetala, A.-M. Darcherif, B. Amghar, and I. El Abbassi, "Hierarchical control for flexible microgrid based on three-phase voltage source inverters operated in parallel," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 95, pp. 188–201, 2018.
- [4] Y. Wang, X. Ruan, Y. Leng, and Y. Li, "Hysteresis current control for multilevel converter in parallel-form switch-linear hybrid envelope tracking power supply," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1950–1959, 2019.
- [5] A. Mamizadeh, N. Genc, and R. Rajabioun, "Optimal tuning of pi controller for boost dc-dc converters based on cuckoo optimization algorithm," in *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. IEEE, 2018, pp. 677–680.
- [6] M. Novak, U. M. Nyman, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "Analytical design and performance validation of finite set mpc regulated power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2004–2014, 2019.
- [7] L. M. Caseiro, A. M. Mendes, and S. M. Cruz, "Dynamically weighted optimal switching vector model predictive control of power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1235–1245, 2019.
- [8] A. Hussain, H. A. Sher, A. F. Murtaza, and K. Al-Haddad, "Improved voltage controlled three phase voltage source inverter using model predictive control for standalone system," in *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2018, pp. 5308–5313.
- [9] M. Toub, W. W. Weaver, R. D. Robinett, M. Maaroufi, and G. Aniba, "A dq droop control strategy for fixed frequency vsi-based ac microgrids," in *2018 5th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA)*. IEEE, 2018, pp. 332–335.