

Modelado del Modulador por Corriente Programada de un Convertidor Operando en Conducción Crítica

Sergio Alberto González
 Instituto LEICI (UNLP-CONICET)
 Dpto. de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería
 Universidad Nacional de La Plata
 Email: sag@ing.unlp.edu.ar

María Belén D'Amico
 Instituto de Inv. en Ing. Eléctrica (UNS - CONICET)
 Dpto. de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras
 Universidad Nacional del Sur
 Email: mbdamico@uns.edu.ar

Resumen— El control de tensión o corriente en un convertidor CC-CC de potencia requiere del modelado del modulador de la señal de control. Para moduladores por ancho de pulso a frecuencia de conmutación fija el modelo resulta en una simple ganancia, pero para los moduladores con frecuencia variable, su modelo no resulta de forma inmediata. En este trabajo se presenta el modelado de un modulador por corriente programada para operar en modo de conducción crítica a frecuencia variable, aplicando la técnica de función descriptiva. Se obtiene así un modelo restringido a pequeña señal y con valores altos de ganancia de conversión.

Palabras claves— *modulador por corriente programada, función descriptiva, modelado de convertidor cc-cc*

I. INTRODUCCIÓN

En muchas aplicaciones los convertidores CC-CC trabajan con cargas muy variables que pueden provocar un cambio en el modo de operación, pasando de conducción continua a discontinua. Si esto ocurre conmutando a frecuencia fija el rendimiento se desmejora sustancialmente cuando las cargas son muy livianas. Este es el caso de los convertidores aplicados a paneles fotovoltaicos (PFV) que permiten hacer un seguimiento de la máxima potencia (PMP) en función de la radiación solar. En particular, operar con frecuencia de conmutación variable ayuda a sostener la eficiencia del convertidor en un rango amplio de potencia [1].

A partir de estas ideas, se presentó en [4] el empleo de un convertidor elevador modulado por corriente programada correspondiente a la máxima potencia del panel y operando en modo de conducción crítica (MCCr). Mediante esta técnica de control se ajusta naturalmente la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo, en forma continua, para poder adaptar diferentes estados de carga acorde a la radiación solar sobre el PFV.

En el diseño de un lazo cerrado de control es necesario conocer el modelo dinámico del convertidor y la relación entre la variación del ciclo de trabajo con la señal de control. Comúnmente se emplean técnicas de modelado que promedian las variables del convertidor para obtener la dinámica de baja frecuencia ante cambios en el ciclo de trabajo. Cuando la

modulación de ancho de pulso (PWM) se realiza a frecuencia fija, la relación entre dicha acción de comando de la llave y la señal de control se reduce a una ganancia, sin evaluar sus efectos a frecuencias cercanas a las de conmutación [9]. Sin embargo cuando la modulación PWM es a frecuencia de conmutación variable, como ocurre en los esquemas que fijan el tiempo de encendido (FPM) [6], la obtención de la relación entre el ciclo de trabajo y la señal de control no es inmediata [7] y [8].

El objetivo de este trabajo es conocer el comportamiento dinámico cuando el convertidor opera en MCCr con un modulador por corriente programada. Mientras que el modelado del convertidor propiamente dicho puede derivarse a partir de los desarrollos bien conocidos en modo de conducción discontinua [2] y [3], queda por determinar la relación que existe entre el ciclo de trabajo del convertidor modulado por corriente programada y la señal de control. Siguiendo los trabajos [7] y [8] se empleará la Función Descriptiva (FD) como técnica de modelado para determinar dicha relación frente a una perturbación sinusoidal sobre la corriente de referencia del modulador.

El trabajo se organiza comenzando con una descripción de la técnica de conmutación por corriente programada frente a una perturbación sinusoidal de pequeña amplitud. Se continua en la sección III con el modelado del modulador mediante la Función Descriptiva. Seguidamente en la sección IV se describe la ganancia del convertidor. En la sección V se presentarán simulaciones para comprobar los resultados obtenidos. Finalmente se brindan las conclusiones del trabajo.

II. MODULADOR POR CORRIENTE PROGRAMADA EN MCCR

Se presenta en la Fig. 1 el modulador por corriente programada aplicado a un convertidor boost. Mientras la llave S está cerrada la corriente por el inductor i_L crece linealmente

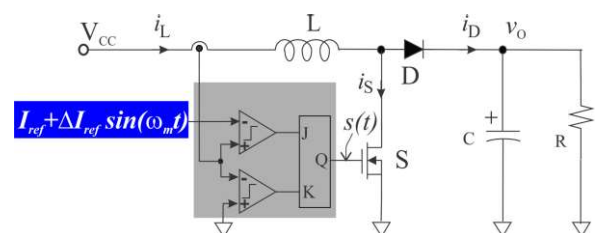


Fig. 1: Modulador por corriente programada en un convertidor boost.

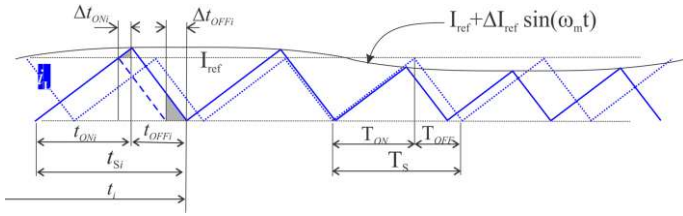


Fig. 2: Corriente por el inductor frente a una perturbación sinusoidal sobre I_{ref} . (en línea punteadas se representa la corriente en estado estacionario).

hasta alcanzar el valor de referencia I_{ref} , como se observa en la Fig. 2 con líneas punteadas. En ese instante el comparador cambia el estado del circuito lógico de enganche cortando la llave. A partir de aquí, la corriente i_L desciende hasta cero. Al alcanzar este valor, el modulador enciende nuevamente la llave S, repitiéndose el ciclo de conmutación [5]. Con esta acción el convertidor opera en MCCr de forma permanente. De modo similar al esquema de FPM [6] la frecuencia se ajusta para controlar la potencia de salida.

Toda acción de control sobre la tensión o corriente de salida del convertidor se realiza actuando sobre la referencia del modulador. Por lo tanto, es necesario comprender como cambia el tiempo de encendido de la llave T_{ON} frente a una variación sobre I_{ref} . Para abordar el tema se suma a la corriente de referencia del modulador de la Fig. 1 una perturbación o modulación sinusoidal de amplitud $\Delta I_{ref} \ll I_{ref}$, considerada como una variación de pequeña señal. En la Fig. 2 se indica como la corriente i_L sigue a esta variación considerando que las pendientes de ascenso y descenso de la corriente i_L se conservan respecto al caso sin perturbación. A partir de aquí se definen el periodo instantáneo de conmutación, como

$$t_{Sn} = T_S + \Delta t_{Sn},$$

donde $T_S = T_{ON} + T_{OFF}$ corresponde a un periodo de estado estacionario y $\Delta t_{Sn} = \Delta t_{ONn} + \Delta t_{OFFn}$ es la variación del período 'n-esimo' respecto a dicho estado estacionario.

El instante de tiempo en que el valor de corriente i_L alcanza la referencia resulta de la siguiente igualdad

$$I_{ref} + \Delta I_{ref} \sin[\omega_m(t_{i-1} + t_{ONi})] = \frac{V_{CC}}{L} t_{ONi}. \quad (1)$$

El tiempo desde el comienzo de la variación de la corriente de referencia se puede expresar como una suma finita de periodos de conmutación, esto es

$$t_i = \sum_{n=1}^i t_{Sn} = i \cdot T_S + \sum_{n=1}^i \Delta t_{Sn}, \quad (2)$$

siendo $t_{ONi} = T_{ON} + \Delta t_{ONi}$ y asumiendo que han pasado varios ciclos de modulación $T_m (= 2\pi/\omega_m)$, entonces se plantea que:

$$t_{(i-1)} + t_{ONi} = t_{(i-1)} + T_{ON} + \Delta t_{ONi} \cong t_{(i-1)} + T_{ON}.$$

Bajo estas hipótesis se plantean las siguientes igualdades

$$\frac{V_{CC}}{L} T_{ON} = I_{ref} \quad \text{y} \quad \frac{V_{CC}}{L} \Delta t_{ONi} \cong \Delta I_{ref} \sin[\omega_m(t_{i-1} + T_{ON})].$$

Tomando la segunda igualdad y reemplazando por (2), se obtiene

$$\frac{V_{CC}}{L} \Delta t_{ONi} \cong \Delta I_{ref} \sin \left[\omega_m \left((i-1)T_S + T_{ON} + \sum_{n=1}^{i-1} \Delta t_{Sn} \right) \right].$$

Considerando el segundo término de (2), los valores positivos de Δt_{Sn} se suman al periodo de conmutación en el semiciclo positivo de la moduladora y cambiarán de signo durante el semiciclo negativo de la moduladora. Asumiendo una relación múltiplo entero entre T_m y T_S , de la forma $NT_m = MT_S$ con $M/N \gg 1$, se puede considerar que

$$\sum_{n=1}^{i-1} \Delta t_{Sn} \approx 0. \quad (3)$$

Por lo tanto Δt_{ONi} se puede expresar de forma aproximada, como

$$\Delta t_{ONi} \cong \frac{L}{V_{CC}} \Delta I_{ref} \sin[\omega_m((i-1)T_S + T_{ON})]. \quad (4)$$

Como se observa la relación entre la variación del tiempo de encendido de la llave y la amplitud de la perturbación es una función periódica con el periodo de modulación.

III. DINÁMICA DEL MODULADOR

El convertidor es accionado a través de la función de conmutación o señal de comando $s(t)$ (aplicada a la llave). Esta señal puede ser representada por un conjunto de frecuencias compuesta de armónicos de la moduladora y armónicos combinados o sumas de la portadora (switching) y moduladora. Asumiendo un carácter pasa-bajos del convertidor, se busca la componente fundamental como la única que produce una respuesta significativa, a este conjunto de frecuencias.

La salida del modulador es la señal de comando $s(t)$ sobre S y se puede plantear como la diferencia entre dos señales escalón unitario como se indica en la Fig. 3, es decir

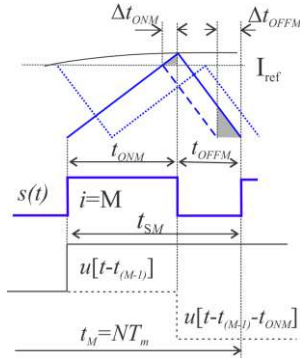
$$s(t) = \sum_{n=1}^{i=M} \left\{ u[t - t_{(n-1)}] - u[t - t_{(n-1)} - t_{ONn}] \right\}. \quad (5)$$

Representando a $s(t)$ en serie de Fourier y siendo de interés solo la componente fundamental a la frecuencia ω_m de la señal de perturbación, el coeficiente de la componente fundamental de $s(t)$ puede ser expresada como

$$d_m = \frac{1}{NT_m} \int_0^{t_{(M-1)} + t_{SM}} s(t) e^{-j\omega_m t} dt. \quad (6)$$

Introduciendo (5) y siendo la integral de M pulsos igual a la suma de M integrales de un pulso, se obtiene

$$d_m = \frac{1}{-j2\pi N} \sum_{n=1}^{i=M} \left[e^{-j\omega_m t_{(n-1)}} \cdot (e^{-j\omega_m t_{ONn}} - 1) \right]. \quad (7)$$


 Fig. 3: Función de conmutación $s(t)$.

Siendo $t_{ONi} = T_{ON} + \Delta t_{ONi}$ y usando (2), se llega a

$$\begin{aligned} e^{-j\omega_m t_{(n-1)}} \cdot [e^{-j\omega_m (T_{ON} + \Delta t_{ONn})} - 1] &= \\ = e^{-j\omega_m [(n-1)T_s]} \cdot e^{-j\omega_m \left(\sum_{k=1}^{n-1} \Delta t_{Sk} \right)} \cdot [e^{-j\omega_m (T_{ON} + \Delta t_{ONn})} - 1]. \end{aligned}$$

Además, puede expresarse que

$$\sum_{k=1}^{n-1} \Delta t_{Sk} = \sum_{k=1}^n \Delta t_{Sk} - \Delta t_{SM}.$$

Nuevamente, teniendo presente que los signos y valores de Δt_{Sn} se alternan en forma simétrica a lo largo de varios ciclos de T_m y siendo $T_s = (N/M) \cdot T_m$, entonces se puede considerar

$$\text{que } \sum_{k=1}^n \Delta t_{Sk} \cong 0.$$

Incorporando estas consideraciones en el argumento de la suma (7), resulta

$$d_m \cong \frac{1}{-j2\pi N} \sum_{n=1}^{i=M} \left[e^{-j\omega_m (n-1)T_s} \cdot (e^{-j\omega_m (T_{ON} - \Delta t_{OFFn})} - e^{j\omega_m \Delta t_{Sn}}) \right]. \quad (8)$$

De la Fig. 3 se pueden obtener las siguientes relaciones: $m_s \times \Delta t_{ONi} = m_b \times \Delta t_{OFFi}$, $\Delta t_{Si} = \Delta t_{ONi}(1+q)$, $q = m_s/m_b = 1/(F-1)$ donde: $m_s = V_{CC}/L$ y $m_b = (V_O - V_{CC})/L$, son las pendientes ascendente y descendente de i_L , respectivamente y $F = V_O/V_{CC}$. Con esto se establece la igualdad

$$e^{-j\omega_m (T_{ON} - \Delta t_{OFFn})} - e^{j\omega_m \Delta t_{Sn}} = e^{-j\omega_m (T_{ON})} e^{j\omega_m q \Delta t_{ONn}} - e^{j\omega_m (1+q) \Delta t_{ONn}}.$$

Asumiendo $\Delta t_{ONi} \ll T_{ON}$ se aplica Taylor sobre las exponenciales cuyos argumentos sean pequeños. En este sentido si además la ganancia F es alta, entonces $e^{j\omega_m (1+q) \Delta t_{ONn}} \cong 1$ y la igualdad anterior se reduce a la forma

$$\begin{aligned} e^{-j\omega_m (T_{ON} - \Delta t_{OFFn})} - e^{j\omega_m \Delta t_{Sn}} \\ \cong e^{-j\omega_m (T_{ON})} (1 + j\omega_m q \Delta t_{ONn}) - 1. \end{aligned}$$

Volcando este resultado en (8) y siendo la suma $\sum_{n=1}^{i=M} e^{-j\omega_m (n-1)T_s} = 0$ (es equivalente a la 'integral' en un periodo entero de una función trigonométrica), resulta

$$d_m \cong -\frac{q}{NT_m} \sum_{n=1}^{i=M} \left\{ e^{-j\omega_m (n-1)T_s} \cdot [\Delta t_{ONn}] \right\}. \quad (9)$$

Expresando (4) con la relación de Euler e introduciéndola en (9),

$$d_m \cong \frac{-q}{NT_m} \frac{\Delta I_{ref}}{2jm_s} \left(\sum_{n=1}^{i=M} e^{j\omega_m T_{ON}} - e^{-j\omega_m T_{ON}} \sum_{n=1}^{i=M} e^{-j2\omega_m (n-1)T_s} \right).$$

Al doble de la frecuencia de la moduladora también se cumple que $\sum_{n=1}^{i=M} e^{-j2\omega_m (n-1)T_s} = 0$.

Teniendo en cuenta que la componente de Fourier de la señal de estímulo o moduladoras es

$$i_{ref}(j\omega) = \frac{\Delta I_{ref}}{j2},$$

y reemplazando,

$$d_m \cong -q \frac{M}{NT_m} \frac{i_{ref}(j\omega_m)}{m_s} e^{j\omega_m T_{ON}}. \quad (10)$$

Finalmente, la función descriptiva o ganancia de la señal de comando a la frecuencia de estímulo resulta

$$\frac{d_m}{i_p(j\omega_m)} = G_{mod}(j\omega_m) = -q \frac{L}{V_{CC} T_s} e^{j\omega_m T_{ON}}.$$

En el dominio de la frecuencia compleja dará la función de transferencia buscada

$$G_{mod}(s) = q \frac{L}{V_{CC} T_s} e^{-s T_{ON}}. \quad (11)$$

Esta función resulta en una ganancia con un retardo a frecuencias muy elevadas.

IV. DINÁMICA DEL CONVERTIDOR

La respuesta en frecuencia de la ganancia entre la tensión de salida del convertidor respecto del ciclo de trabajo de la llave surge del modelo en pequeña señal, proveniente de reemplazar las llaves por cuadripolos equivalentes de sus tensiones y corrientes medias [2][3]. La Fig. 4 muestra una celda constituida por las llaves y el inductor y su modelo promediado equivalente. Asumiendo modo de conducción discontinua o crítico y elementos ideales la energía magnética neta almacenada en el inductor es nula, en cada ciclo de conmutación. Si se asume esta condición para perturbaciones a

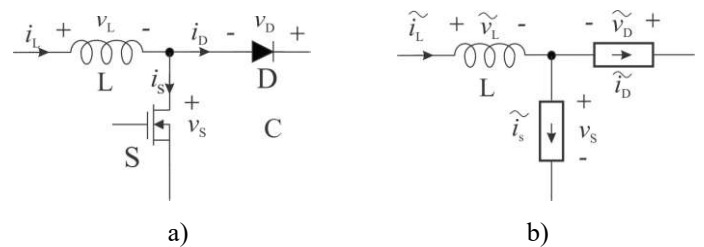


Fig. 4: a) Celda física L-S-D, b) modelo promediado con generadores de corrientes.

frecuencias muy por debajo de la frecuencia de conmutación, el valor medio de tensión v_L es nulo. Los generadores de corriente medias \tilde{i}_s e \tilde{i}_D son dependientes de sus tensiones medias y del ciclo de trabajo d . La potencia se transfiere entre ambos generadores de corrientes de modo que $\tilde{i}_s \tilde{v}_s = \tilde{i}_D \tilde{v}_D$. Por lo tanto, ambos generadores de corriente toman la forma

$$\tilde{i}_s = \frac{T_s}{2L} \tilde{v}_s d^2 \quad \text{e} \quad \tilde{i}_D = \frac{T_s}{2L} d^2 \frac{\tilde{v}_s^2}{\tilde{v}_D}$$

Considerando que las variables medias están formadas por un término de estado estacionario más una perturbación alrededor de este, se puede aplicar un desarrollo en serie de Taylor y despreciar los términos de alto orden. Haciendo este proceso se obtiene el modelo de pequeña señal dado por

$$\begin{aligned} \hat{i}_s &\cong g_s \hat{v}_s + h_s \hat{d} \\ \hat{i}_D &\cong g_{DCC} \hat{v}_s - g_{DD} \hat{v}_D + h_D \hat{d}, \end{aligned} \quad (12)$$

donde: $g_s = \frac{T}{2L} D^2$, $h_s = \frac{T}{L} V_{CC} D$, $g_{DCC} = \frac{T_s}{L} D \frac{1}{F}$, $g_{DD} = \frac{T_s}{2L} \frac{1}{F^2}$ y $h_D = \frac{T_s V_{CC}}{L} \frac{1}{F}$ con $F = \frac{V_o}{V_{CC}} = \frac{1}{1-D}$.

De este modelo se obtiene la función de transferencia entre la tensión de salida del convertidor respecto del ciclo de trabajo sin perturbaciones de carga ni de la tensión de batería. La respuesta en frecuencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo del convertidor queda

$$G_d = \frac{h_D R_e}{(sCR_e + 1)}, \quad (13)$$

$$\text{con} \quad \frac{1}{R_e} = \frac{1}{R} + g_D.$$

Incorporando el resultado obtenido en (11) se obtiene la dinámica de la ganancia completa del convertidor desde la señal de control del modulador por corriente programada a la tensión de salida.

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para corroborar los resultados analíticos anteriores se realizaron simulaciones empleando Spice sobre un convertidor boost con los siguientes parámetros $V_{CC}=25V$, $L=50\mu H$, $C=12\mu F$, $R=100\Omega$. Implementado el circuito de la Fig. 1 se aplicó sobre la corriente de referencia I_{ref} una señal sinusoidal empleando un rango de frecuencias preestablecidas. Calculando la componente de Fourier sobre la tensión de salida v_o , en módulo y fase respecto de la señal de estímulo, se establecen puntos de ganancia y fase a la frecuencia aplicada. Por otro lado se simuló mediante un análisis de respuesta en frecuencia, el circuito de pequeña señal utilizando (11) y (12). Ambos resultados han sido comparados en un mismo diagrama de Bode para tres estados de referencias estacionarias.

TABLA I: VALORES CALCULADOS

| I_{ref} [A] | F | T_{ON} [μs] | G_o^* [db] | f_p [Hz] | G_{mod} [db] ec (11) $G_{mod} = g \frac{L}{V_{CC} T_s} e^{-\tau/\tau_{ov}}$ | G_{total} [db] |
|------------------|--------------|------------------|--|---------------|---|---------------------|
| | V_o [V] | T_s [μs] | ec (13) $G_d = \frac{h_D R_e}{(sCR_e + 1)}$ | | | |
| 5 | 3.1 | 10.128 | 39.5 | 335.9 | -23.9 | 15.6 |
| | 77.88 | 14.83 | | | | |
| 2.5 | 2.2 | 5 | 37.1 | 378.4 | -14.92 | 24.58 |
| | 55.5 | 9.133 | | | | |
| 1 | 1.4 | 2 | 34.7 | 598.5 | -2.7 | 36.8 |
| | 34.95 | 6.866 | | | | |

* G_o : ganancia para $s=0$

La Fig. 5 muestra los resultados de simulación de las respuestas en frecuencia para tres valores de referencia I_{ref} : 5A en a), 2.5A en b) y 1A en c). Para todos los casos se aplicó una amplitud de perturbación ΔI_{ref} igual a 0.1A en un rango de frecuencias entre 10Hz a 15kHz. Estos ensayos generaron los puntos discretos de ganancia y fase entre la componente fundamental de la tensión de salida v_o respecto de la perturbación. Simultáneamente se muestran en línea continua azul el análisis en frecuencia del modelo (12) y en línea continua roja el mismo análisis con la incorporación del modelo (11) del modulador. Comparando este último resultado con los valores discretos, se puede observar en los tres casos que el polo impuesto por el modelo (12) no se percibe modificado y la fase se ajusta mucho mejor con la introducción del retardo debido al modulador. En cuanto a la ganancia de estado estacionario del modelo, respecto de los resultados discretos, se ajustan muy bien en ganancias F elevadas, mientras que esta paridad se apartó en aproximadamente +7.5db para valores de F cercanos a la unidad. En la TABLA I se resumen los valores de ganancias para los tres valores de corrientes simulados.

De acuerdo con el análisis realizado para obtener la ganancia del modulador la suposición de F altas permitió reducir las expresiones, por lo tanto el apartamiento para valores de bajas referencias es coherente con dicha suposición.

CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló el modelo de pequeña señal de un modulador por corriente programada que opera sobre un convertidor boost funcionando en MCCr. Empleando la técnica de la función descriptiva se llegó a la función transferencia de dicho bloque, completando el modelo del convertidor desde la entrada de la señal de control a la tensión de salida del convertidor.

La técnica de modelado a través de la función descriptiva es aplicada al modulador dada la característica pasa-bajos del comportamiento del convertidor. El desarrollo del modelo bajo ciertas hipótesis arrojó una función de transferencia constituida por una ganancia y un retardo. La ganancia de estado estacionario es función del punto de operación del convertidor y el retardo está dado por el tiempo de encendido de la llave, provocando un atraso de fase en muy alta frecuencia.

Los resultados obtenidos se contrastaron con la simulación del convertidor en Spice, para valores discretos de la frecuencia de excitación contra la respuesta en frecuencia del modelo promediado en pequeña señal. Como resultado se observó una muy buena proximidad entre ambas simulaciones mientras la ganancia del convertidor sea superior al doble. Este comportamiento concuerda con las hipótesis planteadas

en el desarrollo del modelo.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el financiamiento de la SGCyT de la UNS (PGI 24/K087), de la UNLP (Proyecto I255), del CONICET (PIP N° 112-2015-0100496CO) y de la ANPCyT

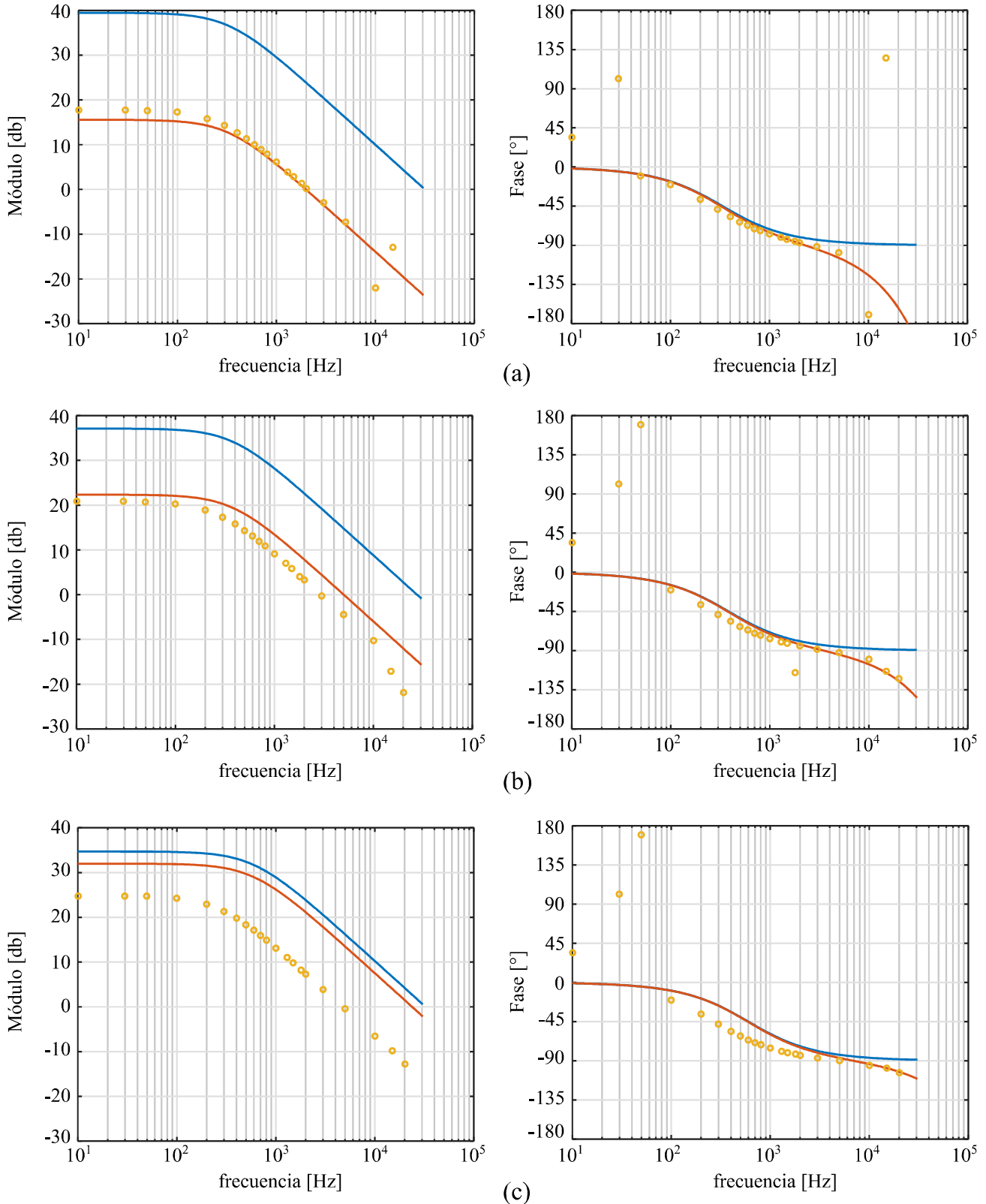


Fig. 5: Módulo y fase de la respuesta en frecuencia de la ganancia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida (trazo azul), entre la señal de control y la tensión de salida (trazo rojo), y puntos resultantes de estimular al convertidor con frecuencias discretas para tres valores de referencia: a) $I_{ref} = 5A$, b) $I_{ref} = 2.5A$, c) $I_{ref} = 1A$.

(PICT N° 2015-2257).

REFERENCIAS

- [1] M. Adly and K. Strunz, "Irradiance-Adaptive PV Module Integrated Converter for High Efficiency and Power Quality in Standalone and DC Microgrid Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 436-446, Jan. 2018.
- [2] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 497-505, May 1990.
- [3] A. Reatti and M. K. Kazimierczuk, "Small-signal model of PWM converters for discontinuous conduction mode and its application for boost converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [4] S.A. González y M.B. D'Amico, "Modo de operación crítica y control de máxima potencia sobre un sistema fotovoltaico", V Congreso Bienal de la Sección Argentina del IEEE (IEEE - ARGENCON 2020), Facultad Regional Resistencia, UTN, Resistencia, Chaco, República Argentina. Del 1 al 4 de Diciembre de 2020.
- [5] S.A. González y M.B. D'Amico, "Modo de operación crítica sobre un convertidor C2B. Fuente de corriente programable", XVIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, (ISBN978-987-1648-44-3), 18 al 20 de septiembre de 2019, Bahía Blanca
- [6] U. Sengupta, *PWM and PFM Operation of DC / DC Converters for Portable Applications*, AN-Publicado 2009.
- [7] Jian Sun, "Small-signal modeling of variable-frequency pulsewidth modulators," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 3, pp. 1104-1108, July 2002,.
- [8] J. Li and F. C. Lee, "New Modeling Approach and Equivalent Circuit Representation for Current-Mode Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 5, pp. 1218-1230, May 2010,.
- [9] X. Yue, X. Wang and F. Blaabjerg, "Review of Small-Signal Modeling Methods Including Frequency-Coupling Dynamics of Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3313-3328, April 2019,.