

Static and dynamic evaluation of an iterative phase adjustment algorithm for asymmetric interleaved converters

N. Wassinger, R. García Retegui, S. Maestri, M. Judewicz, M. P. Cervellini, M. Funes
Laboratorio Inst. y Control, ICYTE (CONICET-UNMDP)
Mar del Plata, Argentina
{nwassinger,rgarcia,somaestri,marcosj,paulacervellini,mfunes}@fi.mdp.edu.ar

Abstract—In order to enhance energy extraction efficiency in photovoltaic solar applications, the maximum power point is tracked using individual DC-DC converters per panel or reduced panel array. In some photovoltaic schemes, converters outputs are cascaded to achieve the high voltages required on the DC bus without increasing the voltage demand of the devices. Furthermore, employing interleaved modulation strategies can reduce load voltage ripple, thereby decreasing filtering requirements at the output. However, differences in the operating conditions of the modules can lead to asymmetric interleaved operation, which generates low-frequency harmonic content in the load ripple, increasing filter volume and cost. In a previous study, an iterative method to adjust the phases of PWM signals based on minimizing the RMS value of the output voltage in cascaded buck converters was proposed. While the algorithm's performance was analyzed for a specific operating condition, its response to different operating points and dynamic variations was not evaluated. The current study comprehensively evaluates the phase adjustments to which the mentioned method converges, considering the entire system's operating range and the effectiveness of these adjustments. Furthermore, the algorithm's response to variations in operating conditions associated with its use in photovoltaic applications is analyzed.

Index Terms—Asymmetric interleaved, photovoltaic systems, ripple minimization

I. INTRODUCCIÓN

El uso de energía fotovoltaica (PV) se mantiene en constante crecimiento y evolución [1]. Con el objetivo de mejorar su aprovechamiento, se han desarrollado convertidores de potencia que emplean una etapa de conversión individual para cada módulo de paneles. En estas estructuras, se conecta un convertidor DC-DC a cada módulo fotovoltaico, compuesto por un panel o un arreglo reducido de paneles, con el fin de realizar el seguimiento individual del punto de máxima potencia (MPPT) de cada módulo. Las salidas de los convertidores pueden conectarse en cascada, como se muestra en la Fig. 1, imponiendo de este modo la suma de sus tensiones individuales sobre la carga. Esta estrategia de conversión permite una extracción eficiente de la energía [2], [3] y posibilita el uso de componentes de baja tensión, y de menor tamaño y costo [4].

Este trabajo ha sido financiado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP) y el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET)(PIP2643).

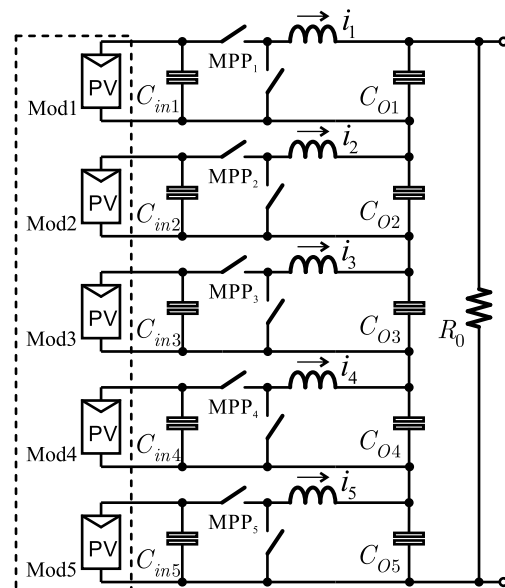


Figura 1: Convertidor de cinco fases en aplicación solar

Una de las características principales de esta topología es que se puede operar como un convertidor multifásico al considerar a cada convertidor individual como una fase distinta. Esto permite el uso de la estrategia de modulación por ancho de pulso (PWM) *interleaved*, en la cual las señales portadoras de PWM asociadas a cada convertidor se desfasan entre sí T_{sw}/N , siendo T_{sw} el período de conmutación y N el número de módulos. El modo de operación *interleaved*, permite reducir la amplitud del *ripple* de la tensión de salida y aumentar su frecuencia fundamental a N veces la de conmutación ($f_{sw} = 1/T_{sw}$), resultando en componentes armónicas múltiplos de Nf_{sw} . Esto es ventajoso ya que permite reducir el tamaño y costo de los componentes reactivos [5]. Estas ventajas se pueden garantizar siempre y cuando haya simetría entre las fases, es decir, que todos los convertidores estén sujetos al mismo ciclo de trabajo e idénticas tensiones de entrada. No obstante, es esperable que, debido a diferentes condiciones de irradiación en los módulos, los algoritmos MPPT de cada convertidor DC-DC impongan distintos ciclos de trabajo; y,

por lo tanto, resulten en diferentes tensiones de entrada en cada convertidor. Este modo de operación, denominado *interleaved* asimétrico, genera armónicos indeseados en el espectro del *ripple* de tensión en la carga.

En la literatura, se han propuesto estrategias para el ajuste de las señales PWM en convertidores que operan en modo *interleaved* con un desfase distinto de $2\pi/N$, las cuales se utilizan en diversas aplicaciones [2]–[4], [6]–[9]. Estas propuestas presentan limitaciones para su uso en sistemas fotovoltaicos. En algunos casos, se enfocan en minimizar el armónico de frecuencia fundamental de la tensión o corriente, lo que no garantiza una reducción en el valor RMS de tales señales, debido al incremento de armónicos de mayor frecuencia. En otros casos, presentan requerimientos computacionales que limitan su aplicación en tiempo real, necesarios para seguir los cambios en el punto de operación asociados a las variaciones constantes del recurso solar. En [10], los autores presentaron una estrategia de minimización del valor RMS del *ripple* de tensión de carga para convertidores en cascada del tipo buck, diseñada para reducir componentes armónicas del espectro del *ripple*. En estos convertidores, la existencia de un filtrado simétrico de cada salida establece una relación lineal entre las componentes del *ripple* de la tensión de salida y las componentes de la suma de los *ripples* de las corrientes de fase, definida como *ripple* de corriente total, i_{rT} [2]. Luego, dado que es frecuente contar con la medición de las corrientes de fase, se propuso operar con i_{rT} . El ajuste de los desfases de las señales portadoras PWM se realiza de forma iterativa. A partir de las amplitudes, los ciclos de trabajo y los desfases relativos actuales de los *ripples* de corriente de cada fase, se determina el desfase relativo entre las mismas que minimiza el valor RMS de i_{rT} . Para el planteo de la estrategia de ajuste, se desarrolló un modelo del sistema con el cual se predice el valor RMS mediante un análisis de las componentes espectrales de i_{rT} . Para reducir el costo computacional de este cálculo, el valor RMS se computa considerando únicamente las componentes armónicas más relevantes.

La propuesta fue ensayada por medio de simulaciones en las cuales se evaluaron casos particulares de operación. Estos ensayos permitieron verificar el funcionamiento del método, pero resultan insuficientes para garantizar su desempeño en todo el rango de operación del sistema. En este trabajo se realiza un análisis expandido con el objetivo de determinar la capacidad del algoritmo para reducir el valor RMS para cada posible punto de operación y su respuesta durante las transiciones entre diferentes puntos de operación. Además, se evalúa cómo intervienen los parámetros de ajuste del método en su desempeño.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: en la Sección II se introduce la problemática y se describe la estrategia de ajuste de fase propuesta en [10]; en la Sección III se presentan los análisis estático y dinámico del algoritmo; y en la Sección IV indican las principales conclusiones del trabajo.

II. ALGORITMO DE AJUSTE DE FASE

El método de ajuste de fase propuesto consiste en un algoritmo que evalúa de forma iterativa cambios discretos en las fases de las señales portadoras, φ_{P_i} , para obtener la condición que minimice el valor RMS del *ripple* de tensión en la carga, v_{rT} . En cada iteración, se evalúan múltiples variaciones de las φ_{P_i} sobre $N-1$ señales PWM, considerando que cada una de ellas puede cambiar en un entorno cercano a su condición actual, definido por el conjunto $[-\delta, 0, \delta]$, siendo:

$$\delta = 360 \cdot \frac{T_{step}}{T_{sw}} \quad (1)$$

donde T_{step} es el paso de tiempo discreto con el cual se ajusta la fase. El método inicia el proceso de ajuste de las fases asumiendo la condición *interleaved* simétrica, de modo que:

$$\varphi_{P_i}[0] = (i-1)2\pi/N \quad (2)$$

donde i es el índice de fase. En cada iteración, los cambios de fase de las portadoras se computan sobre la condición anterior de fase, $\varphi_{P_i}[k-1]$, siendo k el paso de iteración. Luego, para cada fase se evalúan las tres condiciones de ajuste:

$$\begin{aligned} \star \varphi_{P_i}[k] &= \varphi_{P_i}[k-1] + \delta \cdot \frac{2\pi}{360} \\ \star \varphi_{P_i}[k] &= \varphi_{P_i}[k-1] \\ \star \varphi_{P_i}[k] &= \varphi_{P_i}[k-1] - \delta \cdot \frac{2\pi}{360} \end{aligned} \quad (3)$$

resultando en un total de 3^{N-1} condiciones de fase por iteración.

Para computar el valor RMS de v_{rT} , se realiza un análisis a partir de las corrientes de fase. Los *ripples* de corriente de fase, $i_{ri}(t)$, se expresan mediante la serie de Fourier en la forma de suma de senos y cosenos:

$$i_{ri}(t) = \frac{a_{0i}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [a_{hi} \cos(h\omega_{sw}t) + b_{hi} \sin(h\omega_{sw}t)] \quad (4)$$

donde h es el índice del armónico, $\omega_{sw} = 2\pi f_{sw}$ y (a_{hi}, b_{hi}) son los coeficientes de la serie de Fourier. La expresión anterior se puede expresar en la forma de senos desplazados como:

$$i_{ri}(t) = \frac{a_{0i}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} A_{hi} \sin(h\omega_{sw}t + \varphi_{0i}) \quad (5)$$

donde:

$$\begin{aligned} A_{hi} &= \sqrt{a_{hi}^2 + b_{hi}^2} \\ \varphi_{0i} &= \arctan(b_{hi}/a_{hi}) \end{aligned} \quad (6)$$

Para computar (5), se asume que T_{sw} es mucho menor que la constante de tiempo asociada a los inductores de fase (L/R), lo que permite aproximar la evolución de los *ripples* de corriente de fase mediante rectas. Además, dado que el *ripple* no tiene valor medio, $a_{0i} = 0$. Finalmente, si se tiene en cuenta la simetría impar que presentan cada una de las señales

respecto al punto de desplazamiento, se cumple que [2]:

$$A_{hi} = -\frac{2I_i(-1)^h}{h^2 D_i(1-D_i)\pi^2} \sin[h(1-D_i)\pi]$$

$$\varphi_{0i} = h\varphi_{P_i} \quad (7)$$

donde I_i es la amplitud pico del *ripple* de corriente y φ_{P_i} es la fase de la señal portadora. Se observa que los términos de (5) son las componentes armónicas de la fase i ; por lo tanto, en un esquema de operación *interleaved*, cada componente armónica de i_{rT} , i_{rhT} , se calcula a partir de la contribución de todas las fases. Luego:

$$i_{rhT}(t) = \sum_{i=1}^N A_{hi} \sin(h\omega_{sw}t + h\varphi_{P_i})$$

$$= A_{hT} \sin(h\omega_{sw}t + \varphi_{hT}) \quad (8)$$

donde A_{hT} y φ_{hT} son la amplitud y la fase del armónico h . Asumiendo que los capacitores de salida de los convertidores, C_{O_i} , son iguales, $v_{rT}(t)$ se puede expresar como:

$$v_{rhT}(t) = \frac{A_{hT}}{h\omega_{sw}C_{O_i}} \sin(h\omega_{sw}t + \varphi_{hT} - \pi/2) \quad (9)$$

El valor RMS de cada componente armónica, V_{RMS_h} , resulta:

$$V_{RMS_h} = \frac{A_{hT}}{h\omega_{sw}C_{O_i}\sqrt{2}} \quad (10)$$

Como se mencionó anteriormente, el cálculo del valor RMS se realiza teniendo en cuenta las componentes armónicas más relevantes. Para identificar dichas componentes, se considera que los armónicos de frecuencia más baja presentan una amplitud mayor en la composición de las corrientes de fase y son menos filtrados, lo que significa que su efecto en la corriente total de salida es más significativo. Por otra parte, aunque el modo de operación *interleaved* permite reducir las componentes inferiores a Nf_{sw} , conlleva un aumento importante de la componente Nf_{sw} , por lo que su influencia en el cálculo del valor RMS podría ser significativa. La decisión acerca de la necesidad de incluir la componente N en el cálculo se tomará luego de evaluar el desempeño del algoritmo para ambos ajustes. En caso de considerarse las N primeras componentes armónicas, el cálculo del valor RMS de v_{rT} resulta:

$$V_{RMS_T} = \sqrt{\sum_{h=1}^N V_{RMS_h}^2} \quad (11)$$

Para reducir la cantidad de operaciones, se considera como función de costo:

$$J = \sum_{h=1}^N \left[\frac{A_{hT}}{h} \right]^2 = 2[\omega_{sw}C_{O_i}]^2 V_{RMS_T}^2 \quad (12)$$

Una vez que se evalúa J para las 3^{N-1} condiciones de fase, se determina cuál es el caso que minimiza esta función de costo y se actualiza el vector de fases φ_{P_i} . En la Fig. 2 se resumen los pasos del método de ajuste propuesto, indicando en la parte superior la inicialización de los ajustes de fase y en

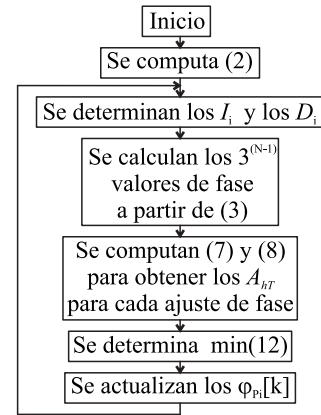


Figura 2: Diagrama de flujo del método de ajuste.

la parte inferior los pasos correspondientes a cada iteración.

III. EVALUACIÓN DEL ALGORITMO

Se plantea un sistema con 5 módulos fotovoltaicos que emplea convertidores del tipo buck. Cada convertidor tiene su sistema individual de MPPT y opera con una frecuencia de conmutación $f_{sw} = 20$ kHz. La inductancia de fase es $L = 100 \mu\text{H}$, el capacitor de salida de cada fase $C_{O1} = 1 \mu\text{F}$ y la carga total es $R_0 = 3\Omega$. Los módulos fotovoltaicos emplean 4 paneles en paralelo ATERSA A55, lo cual resulta en una potencia máxima por módulo definida de fábrica en 220 W. Para las simulaciones se considera la existencia de diferencias entre las potencias de cada arreglo de paneles, resultando en las siguientes: $P_{MX1} = 200\text{W}$, $P_{MX2} = 190\text{W}$, $P_{MX3} = 210\text{W}$, $P_{MX4} = 200\text{W}$ y $P_{MX5} = 180\text{W}$. En el Cuadro I se muestran los datos de un panel.

Los ensayos realizados están orientados a evaluar las características estáticas y dinámicas del algoritmo de ajuste de fase. El análisis estático busca determinar los ajustes de fase a los que converge el método en estado estacionario para una condición constante de las variables del sistema. El análisis dinámico se enfoca en evaluar la forma en que evolucionan los ajustes de fase cuando las variables del sistema se modifican, ya sea de forma gradual o instantánea.

III-A. Evaluación estática

Al ser un método iterativo, el ajuste de fase encontrado por el algoritmo depende no solo del punto de operación del sistema, definido por el ciclo de trabajo y la amplitud de los *ripples* de corriente, sino también de la condición inicial de ajuste de fase. El análisis resulta particularmente complejo

Cuadro I: Especificaciones del panel Atersa A-55

Potencia Máxima	55W
Tensión de Circuito Abierto (V_{oc})	20,5V
Corriente de Cortocircuito (I_{scRef})	3,7A
Tensión en MPP (V_{mpp})	16,2V
Corriente en MPP (I_{mpp})	3,4A

Cuadro II: Punto de operación para ensayo estático

	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5
Pot_i [W]	107,41	151,98	142,95	170,58	133,37
$Temp_i$ [°]	10,61	13,55	12,03	14,88	10,61
I_i [A]	2,07	2,08	2,13	1,93	2,16
D_i	0,41	0,58	0,54	0,65	0,50

debido a la multiplicidad de casos a considerar. Respecto a las condiciones de operación, existen infinitos casos si se considera que los parámetros de los paneles (potencia y temperatura) pueden tomar cualquier valor dentro del rango de operación. En relación con la elección de los ángulos de ajuste, la cantidad de casos depende del valor de δ utilizado, resultando en $360/\delta$ casos posibles para cada fase. Por lo tanto, considerando que se ajustan $N - 1$ fases, el número de casos a evaluar es $(360/\delta)^{N-1}$. Así, mientras que para $\delta = 1^\circ$ existen $360^4 \approx 17 \cdot 10^9$ casos para cada condición particular de operación, para $\delta = 6^\circ$ la cantidad de casos se reduce a $60^4 \approx 13 \cdot 10^6$. Estos valores evidencian que es inviable evaluar todos los casos de forma online para determinar cual es la condición de ajuste de fase óptima. Aún más, para valores pequeños de δ , resulta muy difícil identificar de forma offline la combinación de ángulos de ajuste ideales debido a la cantidad de cálculos necesarios. Considerando esto, se decidió evaluar la performance estática del algoritmo considerando múltiples condiciones iniciales de ángulos de fase para diferentes puntos de operación, relevando el ángulo de fase obtenido y el valor de la función de costo. Para definir la cantidad de casos a evaluar, se comenzó con un universo pequeño de casos y se incrementó hasta observar que los ángulos obtenidos se repiten al repetir los ensayos. Para cada ensayo, se analizaron los ajustes de fase a los que converge el método y la cantidad de ocurrencias de cada uno. Se adoptó el uso de 10.000 casos obtenidos de forma aleatoria, ya que, aunque en distintos ensayos se obtienen diferentes resultados, se observó que aquellos ajustes que presentan una probabilidad de ocurrencia mayor al 1% se conservan en los ensayos.

En el Cuadro II se muestra un caso particular de punto de operación sobre el cual se evaluó el algoritmo, ensayando 10,000 condiciones iniciales de ajuste de fase definidas de forma aleatoria e independiente para cada fase. En el Cuadro III se presentan todos los ángulos a los que convergió el método utilizando $\delta = 6^\circ$, junto con el valor obtenido por la función de costo y la cantidad de veces que se repitió cada caso. Se destacan en color gris las filas correspondientes a los resultados que se repitieron al menos 100 veces, lo que equivale al 1% del total de casos.

A partir de los diferentes ensayos, se observa en el Cuadro III la existencia de múltiples casos con diferentes valores RMS asociados, lo que verifica la existencia de mínimos locales. Esta característica indica una limitación del algoritmo para encontrar el caso ideal (primera fila del cuadro). Por otra parte, la existencia de esta diversidad de ajustes de fase permite inferir que ante un cambio en las condiciones de operación

Cuadro III: Resultados de ensayo estático

φ_{P_2}	φ_{P_3}	φ_{P_4}	φ_{P_5}	v_{RMS}	Ocurrencias
204°	54°	138°	270°	0.6137V	22
156°	306°	222°	90°	0.6137V	2
156°	288°	204°	66°	0.6385V	80
48°	198°	138°	270°	0.6849V	652
66°	198°	156°	294°	0.7078V	4575
258°	132°	6°	174°	0.7717V	1
138°	186°	30°	270°	0.7826V	25
222°	174°	330°	90°	0.7826V	287
156°	84°	216°	300°	0.8051V	331
204°	276°	144°	60°	0.8051V	150
198°	42°	132°	258°	0.8138V	8
306°	72°	198°	174°	0.8138V	708
54°	288°	162°	186°	0.8138V	10
198°	270°	144°	48°	0.8213V	2
162°	90°	216°	312°	0.8213V	386
330°	168°	234°	108°	0.8213V	1
30°	192°	126°	252°	0.8213V	43
102°	192°	360°	228°	0.8217V	18
102°	192°	0°	228°	0.8217V	2
210°	288°	150°	72°	0.8276V	57
150°	72°	210°	288°	0.8276V	9
192°	30°	132°	252°	0.8375V	3
216°	96°	162°	318°	0.902V	1
144°	264°	198°	42°	0.902V	121
84°	324°	192°	192°	0.9337V	6
276°	36°	168°	168°	0.9337V	43
156°	276°	24°	168°	0.9337V	2
342°	96°	204°	198°	1.018V	846
174°	258°	6°	132°	1.059V	2
186°	102°	354°	228°	1.059V	2
174°	222°	330°	90°	1.064V	330
138°	36°	198°	258°	1.099V	3
222°	324°	162°	102°	1.099V	2
90°	162°	216°	312°	1.108V	993
102°	348°	210°	198°	1.108V	6
258°	12°	150°	162°	1.108V	7
102°	348°	192°	210°	1.154V	3
108°	168°	228°	330°	1.233V	223
144°	156°	252°	354°	1.400V	38

es esperable que el método encuentre un mínimo local con ajustes de fase cercanos a los iniciales, evitando la necesidad de realizar cambios de fase de gran magnitud. Adicionalmente, se observa en la columna de ocurrencias que la mayor cantidad de casos se sitúan en mínimos locales con bajo valor RMS.

Para evaluar la mejora alcanzada al aplicar el algoritmo, los resultados obtenidos se comparan con el caso de interleaved con ajuste equiespaciado de las fases. Para analizar una condición exigente para el algoritmo, se realiza la comparación empleando el caso menos favorable de ajuste y se lo compara con el caso más favorable de ordenamiento con interleaved

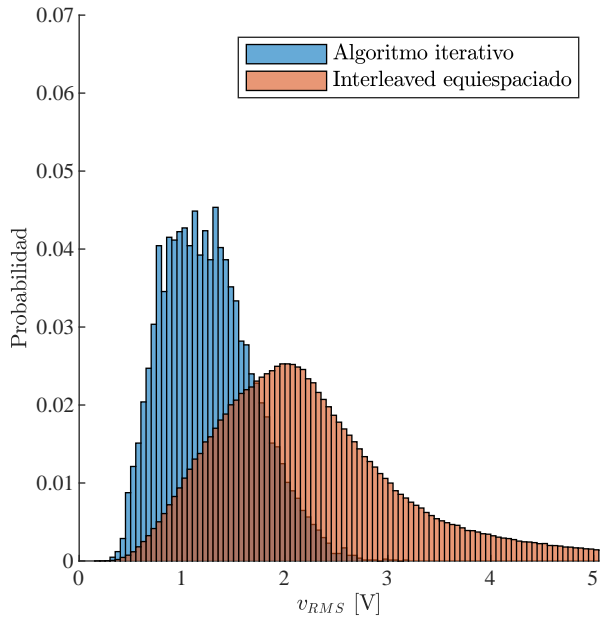


Figura 3: Desempeño de algoritmos interleaved equiespaciado (mejor ordenamiento) e iterativo (peor caso / $\delta = 6^\circ$)

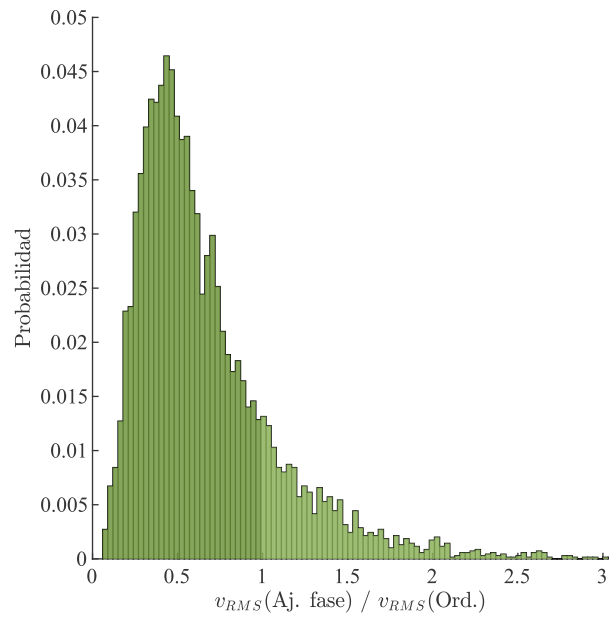


Figura 4: Relación entre los valores RMS de los algoritmos de ajuste de fase iterativo (peor caso / $\delta = 6^\circ$) y equiespaciado (mejor ordenamiento)

equiespaciado. Respecto del algoritmo, el caso menos favorable es el de mayor valor RMS, el cual corresponde a la última fila del cuadro.

Para ampliar los resultados mostrados en el Cuadro III, se repite este ensayo para diferentes puntos de operación. Se considera un universo definido de forma aleatoria dentro de rangos de variación de las potencias individuales de los paneles entre $0,25 \cdot P_{nominal}$ y $P_{nominal}$, de la temperatura ambiente entre 10°C y 50°C , y una variación de la temperatura individual de cada panel en un rango de $\pm 15\%$ respecto a la temperatura ambiente. Para determinar la cantidad de puntos de operación a evaluar, se calculó la variación del valor medio y la varianza del valor RMS al incrementarse el número de casos. Se observó que a partir de los 500 casos estos valores se mantienen constantes. Este valor se utilizó como un mínimo, el cual fue incrementado para mejorar los gráficos. Para evaluar el comportamiento del sistema *interleaved* equiespaciado, se evaluaron 10^6 casos debido a que su cálculo es menos exigente.

En el histograma de la Fig. 3 se muestra como se distribuyen los valores RMS y las probabilidades de ocurrencia para cada valor. Se incluyen los resultados correspondientes al peor caso del algoritmo iterativo para un ajuste de $\delta = 6^\circ$ y los del mejor caso de ordenamiento. Se observa que el algoritmo de ajuste presenta, en general, un menor valor RMS que el caso interleaved clásico. Esto se evidencia mejor al analizar los valores medios de v_{RMS} , que resultan en 1,27V y 2,31V, respectivamente, lo que indica una mejora importante en este índice. En la Fig. 4 se muestra la distribución del cociente de los valores RMS, $v_{RMS}(\text{Aj. fase}) / v_{RMS}(\text{Ord.})$, para cada

condición de operación particular evaluada. En la misma, aquellos valores de cociente menores a 1 indican casos en los cuales el algoritmo de ajuste de fase presenta un menor valor RMS que el interleaved clásico equiespaciado. Esta condición se cumple en el 83 % de los casos.

Un parámetro relevante en la implementación del algoritmo es el δ utilizado. En este sentido, se evaluaron varios ajustes en el rango comprendido entre $0,1^\circ$ y 6° . Los resultados se muestran en la Fig. 5, donde se observa una degradación gradual del resultado al incrementar el valor de δ . Se obtuvieron valores medios de v_{RMS} que varían entre 0,87V y 1,27V para los casos extremos evaluados.

Por otra parte, se evaluaron los resultados de aproximar el cálculo del valor RMS a las primeras $(N - 1)$ y N componentes armónicas de la tensión. A pesar de que las componentes N -ésimas resultan colineales en la estrategia interleaved equidistante, y por lo tanto se suman en la tensión total, sus magnitudes en las corrientes de fase son relativamente pequeñas y son más atenuadas por el filtrado que las componentes de menor frecuencia. Por lo tanto, resulta difícil identificar la relevancia de la componente N -ésima en el cálculo del valor RMS respecto a las componentes de menor frecuencia. Por esta razón, se realiza una comparativa mediante el análisis de múltiples puntos de operación aplicando el algoritmo considerando las primeras N componentes en un caso y $N - 1$ en el otro. Dado que las ecuaciones objetivo son diferentes para los dos casos, los resultados obtenidos con estas no son comparables entre sí. Por lo tanto, se utilizan los ajustes de fase entregados por el algoritmo y se calcula

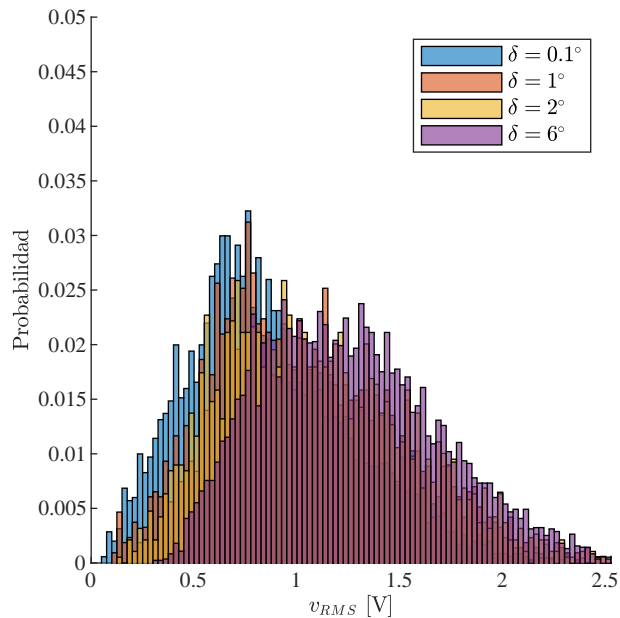


Figura 5: Desempeño de algoritmos interleaved con ajuste de fase para diferentes valores de δ

nuevamente el valor RMS para cada caso a partir de evaluar las primeras 20 componentes armónicas. En la Fig. 6 se muestra la probabilidad de ocurrencia para ambos ajustes para el caso $\delta = 6^\circ$. En la misma, se observa la similitud entre ambos resultados, siendo los valores medios de v_{RMS} iguales a 1,24V y 1,26V. Esta característica indica que es conveniente utilizar $N - 1$ armónicos para reducir el esfuerzo computacional del método.

III-B. Evaluación dinámica

La evaluación del comportamiento dinámico del algoritmo se realiza utilizando un modelo de simulación en Matlab Simulink. Para aislar los comportamientos dinámicos de los diferentes algoritmos que operan simultáneamente en este tipo de sistemas, se asume que el algoritmo de MPPT se ajusta de forma instantánea. El cálculo de la tensión correspondiente al punto de máxima potencia, V_{MPP} , se realiza aplicando la ecuación (13) sobre la potencia P_{MPP} y la temperatura T_{AP} de cada arreglo de paneles, la cual surge de interpolar multiples ensayos experimentales del panel solar [11].

$$\begin{aligned}
 V_{MPP} &= f(P_{MPP}, T_{AP}) \\
 &= p_{00} + p_{10} \cdot P + p_{01} \cdot T + p_{20} \cdot P^2 + p_{11} \cdot P \cdot T \\
 &+ p_{30} \cdot P^3 + p_{21} \cdot P^2 \cdot T + p_{40} \cdot P^4 + p_{31} \cdot P^3 \cdot T \\
 &+ p_{50} \cdot P^5 + p_{41} \cdot P^4 \cdot T
 \end{aligned} \tag{13}$$

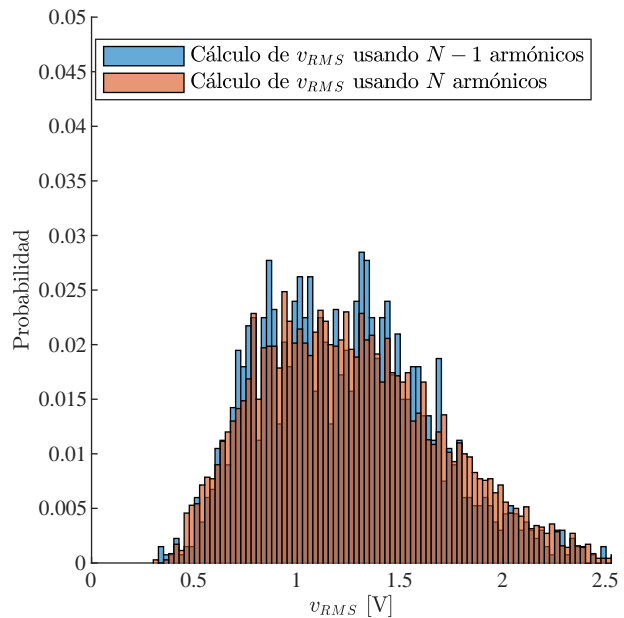


Figura 6: Desempeño del cálculo de la ecuación objetivo considerando las primeras $N - 1$ o N armónicas ($\delta = 6^\circ$)

donde:

$$P = \frac{P_{MPP} - 73,38}{67,38} \quad T = \frac{T_{AP} - 29,7}{13,05}$$

$p_{00} = 15,29$	$p_{10} = 0,6488$	$p_{20} = -0,5132$
$p_{01} = -1,09$	$p_{11} = 0,01793$	$p_{21} = -0,01153$
$p_{30} = 0,4582$	$p_{40} = -0,2286$	$p_{50} = 0,04033$
$p_{31} = -0,001497$	$p_{41} = 0,001746$	

Para comparar sus comportamientos, se simulan simultáneamente 3 convertidores operando con distintos ajustes de fase. Uno de estos opera con ajustes fijos ubicados de forma equiespaciada, y los dos restantes utilizan el algoritmo de ajuste propuesto, funcionando con $\delta = 1^\circ$ y $\delta = 6^\circ$. Los ajustes de fase se actualizan en cada ciclo de conmutación.

Para evaluar el comportamiento dinámico del algoritmo, se realizan dos ensayos destinados a evaluar cambios rápidos y graduales en las potencias entregadas por los paneles. En el primero, se considera que todos los paneles pasan instantáneamente de una condición de muy baja irradiancia a la condición de irradiancia máxima de cada arreglo. Luego, en el segundo ensayo, se evalúa un posible efecto de sombreado en el cual se ven afectados varios arreglos de paneles de forma gradual.

En la Fig. 7 se muestran las curvas de potencia de los arreglos de paneles. En $t = 1$ ms, la potencia se incrementa desde el 1% hasta el total del valor máximo correspondiente a cada arreglo de paneles. En la parte superior de la Fig. 8 se observan las evoluciones de los ajustes de ángulo correspondientes a las fases 2 a 5 para los casos $\delta = 1^\circ$ y $\delta = 6^\circ$. En la parte inferior de la figura se muestran los valores RMS de la tensión de salida. En esta se incluyen las curvas correspondientes a los casos con operación equidistante y con

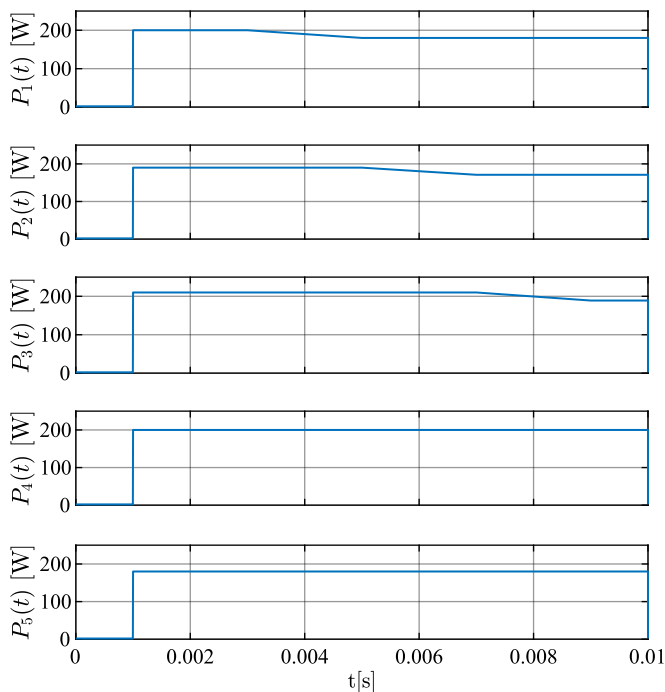


Figura 7: Evolución de las potencias disponibles en los arreglos de paneles solares

el algoritmo operando con $\delta = 1^\circ$ y $\delta = 6^\circ$. Adicionalmente, para los casos de aplicación del algoritmo, a los valores RMS de estado estacionario obtenidos con (12), se les adiciona el cálculo del valor RMS instantáneo obtenido por medio de una ventana deslizante de período $1/f_{sw}$, lo que permite observar los transitorios ocurridos en tal valor durante las variaciones de los ángulos de ajuste.

Al analizar las transiciones en $t = 1$ ms, se puede observar que los ángulos correspondientes a las fases 2 y 4 convergen a valores diferentes para las operaciones del algoritmo con $\delta = 1^\circ$ y $\delta = 6^\circ$, lo que indica que el sistema queda operando en distintos mínimos locales. Por otra parte, mientras que la transición es mucho más rápida para el caso $\delta = 6^\circ$ que para $\delta = 1^\circ$, el incremento transitorio durante el establecimiento del algoritmo tiene una magnitud superior en el caso $\delta = 6^\circ$ que en $\delta = 1^\circ$ (ver detalle en la figura). Se observa claramente que el algoritmo de ajuste, para ambas configuraciones, permite mejorar notablemente el valor RMS respecto al caso equiespaciado.

A partir de $t = 3$ ms y hasta $t = 9$ ms, se ensayan variaciones graduales de las potencias de los arreglos de paneles 1, 2 y 3, en los cuales se reducen las potencias desde sus valores máximos hasta el 90% de los mismos (ver Fig. 7). Como se observa en la Fig. 8, ambos ajustes del algoritmo permiten seguir de forma gradual las variaciones en los puntos de operación. Se aprecia que el caso $\delta = 6^\circ$ produce transitorios en el valor RMS de mayor duración y magnitud que el caso $\delta = 1^\circ$, debido a que los cambios de fase son de mayor magnitud. En esta etapa también se observa

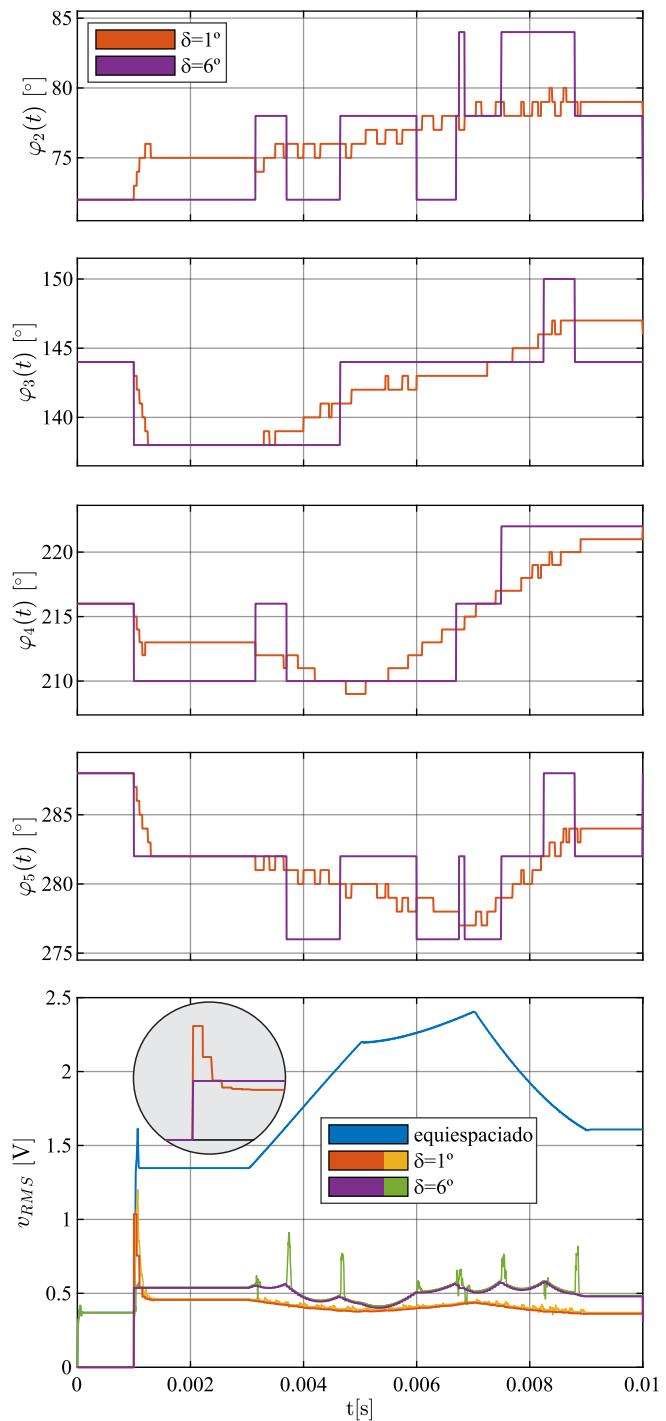


Figura 8: Evolución de los ajustes de fase y del valor RMS resultante para los casos interleaved clásico y con ajuste de fase utilizando $\delta = 1^\circ$ y $\delta = 6^\circ$

una mejora respecto al caso equiespaciado.

En los sistemas asociados a la conversión de potencia proveniente del recursos renovables, se espera que la mayor parte de los cambios en las condiciones de operación sean graduales y lentos respecto al período de conmutación del convertidor,

el cual puede considerarse como el tiempo mínimo necesario para implementar un cambio en los ajustes de fase. En este contexto, resulta conveniente reducir δ al mínimo necesario para responder con la dinámica de los cambios graduales en el recurso. Por otra parte, este valor está limitado por la capacidad de la plataforma de control y por la velocidad de los dispositivos de conmutación para generar los tiempos de conmutación con la resolución necesaria.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se evaluó la estrategia de ajuste de fase de las señales portadoras PWM para controles *interleaved* asimétricos presentada en [10]. Esta estrategia se basa en un enfoque iterativo para alcanzar el ajuste de fase final, variando gradualmente la misma mediante cambios fijos de magnitud δ . Se presentó un análisis estático basado en el estudio de múltiples casos obtenidos de forma aleatoria y un análisis dinámico utilizando un modelo de convertidor aplicado a un sistema de conversión fotovoltaico, considerando cambios en el punto de operación asociados a variaciones en el recurso.

Se analizó la existencia de mínimos locales en los valores RMS asociados al punto de operación estático de [10], lo que indica una limitación del método para alcanzar el valor RMS óptimo. Sin embargo, estos mínimos locales también proporcionan múltiples opciones de ángulos de fase a los cuales puede converger el algoritmo después de un cambio en el punto de operación. Todos los ensayos realizados mostraron mejoras respecto al caso de interleaved clásico, incluso considerando para cada punto de operación la mejor condición de ordenamiento para el caso de ajuste de fases equidistante y el mínimo local con mayor valor RMS.

Se determinó que es conveniente calcular el valor RMS utilizando las primeras $N - 1$ componentes armónicas en lugar de las primeras N , ya que se obtienen resultados similares utilizando menos recursos computacionales. También se observó que valores menores de δ permiten obtener mejores resultados en cuanto a valor RMS, tanto en condición estacionaria como durante cambios graduales en el punto de operación. Por otro lado, mayores valores de δ permiten ajustar más rápidamente los ángulos de fase ante cambios rápidos en los puntos de operación.

REFERENCIAS

- [1] M. Farhat, O. Barambones, J. D. S. Ramos, E. Durán, and J. M. Andújar, "Diseño e Implementación de un Sistema de Control estable basado en Lógica Borrosa para optimizar el rendimiento de un sistema de Generación Fotovoltaico," *Rev. Iberoam. Autom. In.*, vol. 12, pp. 476–487, 2015.
- [2] M. Schuck and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Current ripple cancellation for asymmetric multiphase interleaved dc-dc switching converters," *2013 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, pp. 162–168, 2013.
- [3] M. Schuck and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Ripple Minimization Through Harmonic Elimination in Asymmetric Interleaved Multiphase DC–DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, pp. 7202–7214, 2015.
- [4] M. G. Kashani, M. Mobarrez, and S. Bhattacharya, "Variable interleaving technique for photovoltaic cascaded DC-DC converters," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5612–5617, 2014.

- [5] P. Cervellini, M. Carnaghi, P. Antoszczuk, R. Garcia Retegui, and M. Funes, "Input and output total currents characterization in bcm and ccm interleaved power converters under inductance mismatch," *Power Electronic Devices and Components*, vol. 3, p. 100016, 2022.
- [6] S. Waffler, J. Biela, and J. W. Kolar, "Output ripple reduction of an automotive multi-phase bi-directional dc-dc converter," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2184–2190, 2009.
- [7] T. Beechner and J. Sun, "Asymmetric interleaving — a new approach to operating parallel converters," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 99–105, 2009.
- [8] M. Schuck, A. D. Ho, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Asymmetric interleaving in low-voltage cmos power management with multiple supply rails," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 715–722, 2017.
- [9] F. An, B. Zhao, B. Cui, Y. Chen, L. Qu, Z. Yu, and R. Zeng, "Selective Virtual Synthetic Vector Embedding for Full-Range Current Harmonic Suppression of the DC Collector," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 2, pp. 2577–2588, 2023.
- [10] R. G. Retegui, M. Judewicz, N. Wassinger, P. Cervellini, and M. Funes, "Algoritmo iterativo de ajuste de fase para convertidores interleaved asimétricos," in *XX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control*, Nov. 2023.
- [11] M. Farhat, O. Barambones, and L. Sbita, "An online optimum voltage estimation and real-time mpp tracking for a pv system," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 31, no. 11, pp. 1655–1665, 2017.



Nicolas Wassinger nació en Buenos Aires, Argentina, en 1984. Recibió el título de Ingeniero Electrónico y de Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica, de la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMdP), Mar del Plata, Argentina, en 2008 y 2012, respectivamente. Es investigador del Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC), ICYTE. Desde 2013 es docente del Curso de Sistemas de Control en la UNMdP. Desde 2014 es investigador del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas de Argentina (CONICET), Buenos Aires.

Sus intereses de investigación incluyen convertidores de potencia, control de corriente y procesamiento digital de señales.



Rogelio García Retegui nació en Tandil, Argentina, en 1977. Recibió el título de Ingeniero Electrónico y de Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica, de la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMdP), Mar del Plata, Argentina, en 2002 y 2009, respectivamente. Es investigador del Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC), ICYTE. Desde 2003 es docente de los Cursos de Teoría de Control y Sistemas de Control en la UNMdP. Desde 2011 es investigador del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET),

Buenos Aires, Argentina. Sus intereses de investigación incluyen electrónica de potencia, control de corriente y convertidores de potencia pulsada.



Sebastian Maestri nació en Mar del Plata, Argentina, en 1978. Recibió el título de Ingeniero Electrónico y de Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica, de la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMdP), Mar del Plata, Argentina, en 2005 y 2009, respectivamente. Es investigador en el Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC), ICYTE, y docente de la UNMdP desde 2005. Desde 2011 es investigador del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina. Sus intereses de investigación

incluyen convertidores de potencia, control de corriente y procesamiento digital de señales.



Paula Cervellini nació en Santa Rosa, La Pampa, Argentina, en 1985. Recibió el título de Ingeniera en Electrónica y de Doctora en Ingeniería orientación Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata en 2014 y 2019, respectivamente. Es investigadora del Laboratorio Instrumentación y Control (LIC), ICYTE y docente desde el 2011. Desde el año 2022 es investigadora del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas de Argentina (CONICET).



Marcos Gabriel Judewicz obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en 2011 y el de Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica, en 2016 en la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP). Actualmente, es Investigador Asistente en el Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), dependiente del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y de la UNMDP. También es Jefe de Trabajos Prácticos en el Área Control de la Facultad de Ingeniería de la UNMDP. Sus intereses de investigación

incluyen sistemas de control, electrónica de potencia y energías renovables.



Marcos Funes nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1974. Recibió el título de Ingeniero Electrónico y de Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica, de la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Mar del Plata, Argentina, en 1999 y 2007, respectivamente. Desde 2009 es investigador del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas de Argentina (CONICET), Buenos Aires. Sus intereses de investigación incluyen convertidores de potencia y procesamiento digital de señales.