

Memorias del Encuentro Argentino de Ingeniería

- | Enseñanza de la Ingeniería-CAEDI
- | Gestión de la Educación en Ingeniería
- | Agrimensura, Geodesia y Ciencias de la tierra y el mar
- | Biotecnología y Bioingeniería
- | Materiales y Nanotecnología aplicada a los materiales
- | Desarrollo Tecnológico Social, Vinculación Universidad, Empresa y Estado
- | Ejercicio Profesional de la Ingeniería, Empresas y Servicios
- | Ferroviaria, Automotriz, Naval y Transporte
- | Alimentos y Agroindustria
- | Agronomía y Forestal
- | Energía, Energías Limpias, Energías Renovables y Eficiencia Energética
- | Ingeniería Sostenible, Gestión Ambiental y Cambio Climático
- | Innovación y Emprendedorismo en Ingeniería
- | Mujeres en Ingeniería y Cambio Social
- | Obras y Proyectos de Ingeniería, Infraestructura y Conservación del Patrimonio
- | Tecnología de la Información y Comunicación



Memorias del Encuentro Argentino de Ingeniería : edición 2022 / José Basterra...

[et al.] ; contribuciones de Carolina Orcola ; compilación de Martina Perduca ; prólogo de Nestor Braidot ; Jose Basterra. - 1a ed compendiada. - Corrientes : Universidad de la Cuenca del Plata. Secretaría de Políticas del Conocimiento, 2023.

Libro digital, PDF

Archivo Digital: descarga y online

ISBN 978-987-4050-08-3

1. Ingeniería. 2. Educación. I. Basterra, José, prolog. II. Orcola, Carolina, colab. III. Perduca, Martina, comp. IV. Braidot, Nestor, prolog.

CDD 620.007

ISBN 978-987-4050-08-3



Análisis y simulación de un inversor trifásico de tres niveles anclado por diodos aplicado en una red de media tensión

Ruiz, Roberto Ricardo ^a; Torres, Martín Alejandro ^b; Marighetti, Jorge Omar ^c; De Bórtoli, Mario Eduardo ^d

^a Universidad Nacional del Nordeste, UNNE

^b Universidad Nacional del Nordeste, UNNE

^c Universidad Nacional del Nordeste, UNNE

^d Universidad Nacional del Nordeste, UNNE

lroberuiz@gmail.com

Resumen

En el presente trabajo se desarrolla el análisis de un inversor trifásico de 200 KVA, VSI (voltage source inverter) de tres niveles anclado por diodos con serie de dos dispositivos de conmutación IGBT para cada nivel, conectado a transformador de 200 KVA 6350/380-220 V, aplicado en línea media tensión de 16000 V_{CC} para distribución urbana de energía. Las topologías de mayores niveles en inversores DC/AC presentan la ventaja de reducir las variaciones de tensión en las llaves de conmutación y mejorar el perfil de la tensión alterna sintetizada. A partir del modelo matemático de los elementos que intervienen en el circuito, se realiza un análisis de operación del inversor a través de simulación numérica, considerando un control P-PI multilazo y condiciones de carga límite para evaluar su comportamiento. De los resultados obtenidos, tanto en régimen transitorio como en permanente, se observa un óptimo funcionamiento de la aplicación bajo las condiciones de operación asumidas.

Abstract

In this work, it develops the study of a 200kVA VSI inverter, NPC (Neutral Point Clamped) of three levels with two switching devices IGBT series for each level connected to a 200kVA transformer with transformation ratio of 6350/380-220 V, applied to a 16kV medium voltage direct current line for energy urban distribution. Higher-level topologies in inverters present the advantage of reducing variations of voltage in the switching devices and enhance the voltage profile of the synthesized alternating current. From the mathematical model of the components in the circuit, a study of the operation of the inverter through numerical simulations was developed, with a multi loop P-PI control, and boundary charge conditions to evaluate the behavior of the VSI. Based on the obtained results of both transient and steady state, is observed optimal performance of the application in the given conditions.

Palabras clave: *Electrónica de potencia, Inversor fuente de voltaje, control proporcional integral.*

INTRODUCCIÓN

En nuestro país, la infraestructura energética nacional enfrenta en la actualidad un fuerte desafío referido a la distribución territorial de la energía eléctrica.

Un análisis de la disponibilidad energética en la región, muestra un deficitario desarrollo de redes de transporte de energía en media y alta tensión, en las provincias del NOA y NEA del país; en el caso de la provincia de Chaco, específicamente, existe una alta falta de desarrollo energético en la región de “El Impenetrable” (Departamentos de General Güemes y Almirante Brown), [1, 2]. El abastecimiento de energía eléctrica es realizado, casi en su totalidad por generación térmica, generada en forma local y, a menor

escala, por el desarrollo de sistemas híbridos solares-térmicos de muy baja potencia [3]. Este tipo de generación, está limitada solo a algunas poblaciones y horarios regulados, debido principalmente a las dificultades geográficas, distancias e inviabilidad económica de sistemas de transporte de energía convencionales.

En éste contexto, se presenta como una opción viable la transmisión de energía en corriente continua (CC) en media tensión, como una alternativa respecto a la corriente alterna (AC), con objeto de optimizar el transporte de la energía eléctrica.

Componentes fundamentales en la transmisión de CC son las etapas de conversión (rectificadora e inversora).

El convertidor de fuente de tensión (VSI, Voltaje Source Inverter) es el elemento utilizado en la conversión de corriente continua a corriente alterna, el cual trabaja como una fuente de voltaje, cubriendo una amplia gama de aplicaciones en baja, media y alta tensión [4].

Un inversor de topología multinivel, se adapta a los requerimientos de media tensión y potencia, por su capacidad para operar en mayores niveles de tensión y menores esfuerzos eléctricos respecto a la configuración de dos niveles.

En este trabajo, se diseña y analiza mediante simulación por software la etapa de conversión DC/AC en media tensión para suministrar energía eléctrica desde una línea de corriente continua a una red de baja tensión aislada ubicada en la región de “El Impenetrable”.

La etapa de conversión consiste en un inversor trifásico, de tres niveles anclado por diodos, de 200 kVA de potencia aparente y una tensión de línea 16 kV de corriente continua.

DESARROLLO

La estructura de la etapa de inversión está conformada por: puente inversor trifásico (VSC), filtro LC y transformador con relación de transformación adaptada al proyecto. Mientras que la operación del convertidor se controla con un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión.

Topología multinivel anclada por diodos

Se determina la implementación de un inversor multinivel anclado por diodos (NPC *Neutral Point Clamped*) de tres niveles ($m=3$), dado que el mismo

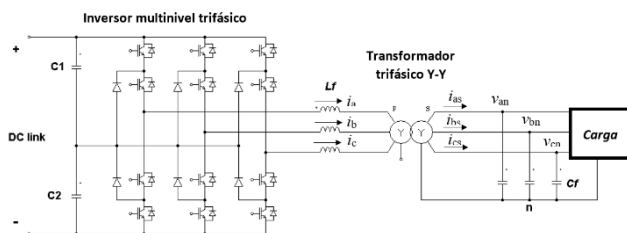


Figura 1: Configuración inversor, filtro LC y transformador.

supera las prestaciones de un inversor de solo 2 niveles, y a su vez, requiere menos diodos de anclaje y de menos capacitores para dividir la tensión en la barra CC que un conversor que implemente más niveles.

Aunque esta topología requiere de más cantidad de semiconductores y circuitos de control de compuerta que una de 2 niveles, la especificación de tensión de bloqueo es menor, con lo que se permite utilizar semiconductores de menor volumen y menor costo.

En adhesión a los beneficios, los convertidores multinivel pueden operar a menor frecuencia de conmutación, lo que generalmente significa menos pérdidas de conmutación en las llaves y alta eficiencia [5].

Debido a la forma de onda escalonada de la tensión de salida que presenta la topología multinivel, se obtiene a la salida baja distorsión armónica y reducido estrés $\frac{dv}{dt}$, por lo tanto el problema de compatibilidad electromagnética (EMC) puede ser reducido [5].

La principal desventaja de ésta topología, respecto a la de dos niveles, es que el mayor número de elementos semiconductores necesario, y consecuentemente, de circuitos de conducción de compuerta, lleva a un sistema más complejo para su implementación, siendo la complejidad del sistema proporcional a la cantidad de niveles (m).

La disposición multinivel de $m = 3$ niveles propuesta presenta $m - 1 = 2$ capacitores en la fuente DC (línea de transmisión en media tensión de corriente continua), y $2(m - 1) = 4$ interruptores de potencia. Como el inversor trabaja en media tensión, se implementan transistores IGBT en serie para no superar la tensión nominal de los semiconductores, permitiendo utilizar dispositivos de menor tensión de bloqueo, totalizando 8 llaves IGBT por rama del inversor. Por último, la cantidad de diodos fijadores serán de $(m - 1)(m - 2) = 2$ por rama.

En la figura 2 se muestra la disposición del inversor trifásico de 3 niveles considerado en este estudio, donde se puede observar la disposición de los módulos IGBT, formados por dos dispositivos en serie para cada nivel del inversor, a efectos de poder trabajar con dispositivos de menor especificación y mayor disponibilidad en el mercado.

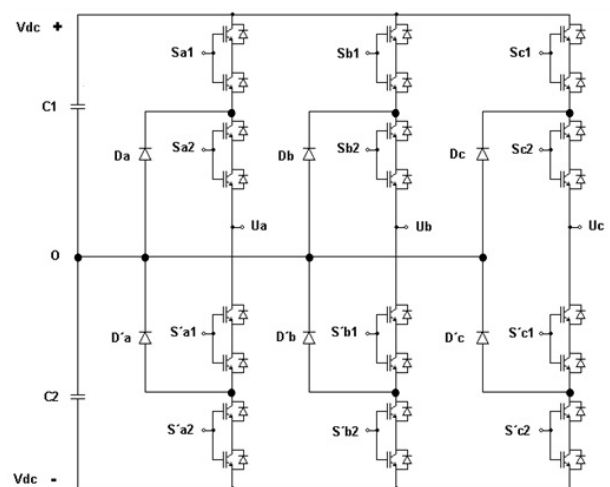


Figura 2: Puente inversor de tres niveles.

Los capacitores C1 y C2 conforman un divisor de tensión capacitivo de la fuente V_{cd} , obteniendo respecto al punto "O" $\frac{+V_{dc}}{2}, \frac{-V_{dc}}{2}$.

Cada módulo IGBT se vincula al punto medio del divisor a través de los diodos de anclaje D_x y D'_x ($x=a,b,c$), los cuales se reparten la tensión de igual manera en cada rama del puente inversor.

De la figura 2 se observa que al igual que en una disposición de dos niveles, se debe cumplir la operación complementaria de los módulos de una misma rama para evitar el cortocircuito en la fuente V_{cd} . Para el caso del puente inversor de tres niveles, la ley que se debe regir en la señal de compuerta es, S_{xy} y S'_{xy} ($y=1,2$). Se aprecia, también, que cada módulo conformado por dos transistores IGBT, comparten la señal de compuerta, ya que estos deben operar en forma conjunta.

Técnica de modulación del inversor

Existen dos técnicas muy utilizadas para generar la modulación de las llaves de un inversor, la modulación por vector espacial (*space vector modulation*) SVM y la modulación por ancho de pulso basada en portadora (*carrier based – pulse width modulation*) CB-PWM. Siendo ambas aplicables a inversores multinivel.

La técnica basada en portadora utiliza varias señales portadoras triangulares y una señal de referencia, o modulante por fase del sistema. SPWM (*sinusoidal PWM*), THPWM (*third-harmonic injection PWM*), y SVM PWM (*space vector modulation PWM*), son las técnicas continuas basadas en portadora más utilizadas en aplicaciones industriales [6].

La cantidad de señales portadoras depende de los niveles del inversor, para m niveles se necesitan $m-1$ señales portadoras para generar el ciclo de trabajo PWM en las llaves del mismo. En general, las señales portadoras de un arreglo tendrán misma amplitud y frecuencia, y estarán ubicadas en bandas contiguas cubriendo la zona lineal de trabajo del inversor.

En la figura 3-a se muestra la disposición de cada fase modulante v_{mx} con ambas señales portadoras (v_{py}) para 3 niveles. Como se describió anteriormente, el ciclo de trabajo para activar y desactivar las llaves del inversor se obtiene a partir de la comparación de cada señal modulante v_{mx} , con las señales portadoras v_{py} , por ejemplo, para la rama de la fase "a" del esquema presentado en la figura 2, la onda triangular superior (v_{p1}) con la modulante v_{ma} determinan el patrón PWM para el módulo Sa1 y su complemento S'a1, mientras que la comparación de v_{p2} con v_{ma} determinan el patrón PWM de Sa2 y su complemento S'a2. De esta manera, se logra un perfil de salida del inversor en cada fase respecto al punto "O", como el que se muestra en la figura 3-b, para la fase U_{ao} . Para el caso de las fases U_{bo}

y U_{co} del sistema trifásico, se aplica la misma metodología, logrando un perfil igual de salida, desfasado 120° y -120° respectivamente respecto de la fase "a".

Los resultados mostrados en la figura 3 se simularon con un índice de modulación $m_a=1$, frecuencia de portadora $f_{sw}=2$ KHz y frecuencia de la referencia fundamental $f_o=50$ Hz.

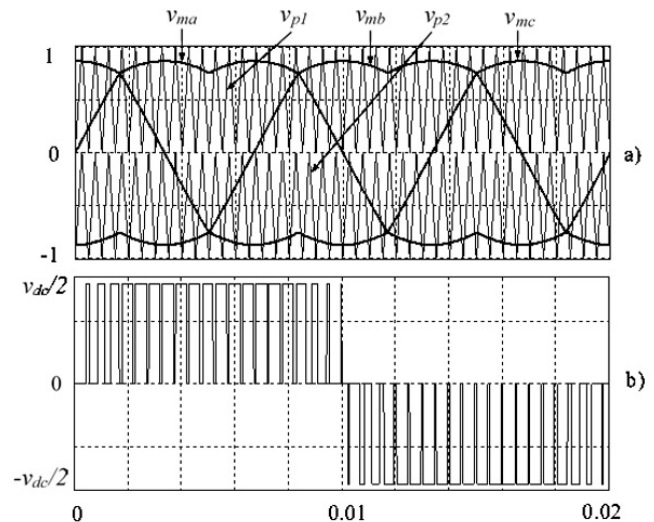


Figura 3: a) representación de las señales portadoras v_{py} y la forma de onda de la modulante v_{mx} para inversor de 3 niveles, $m_a=1$, $f_{sw}=2$ KHz y $f_o=50$ Hz. b) perfil de tensión de fase U_{ao} sintetizada a la salida del inversor.

En la figura 3-b, se puede ver que la tensión de fase "a" en la salida del inversor, presenta tres niveles $\mp \frac{v_{dc}}{2}$ y 0. De acuerdo a la disposición planteada en este trabajo (figura 1), el inversor deberá entregar al transformador una tensión trifásica de línea, por lo que, asumiendo un sistema trifásico con cargas equilibradas se definen las siguientes relaciones.

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_a - U_b \\ U_{bc} &= U_b - U_c \\ U_{ca} &= U_c - U_a \end{aligned} \quad (1)$$

La tensión de línea U_{ab} , es representada en la figura 4, donde se observan de acuerdo a las relaciones planteadas en (1), la tensión de línea registrada a la salida del puente inversor tiene 5 niveles cumpliendo la siguiente relación, $2m - 1 = 5$ niveles.

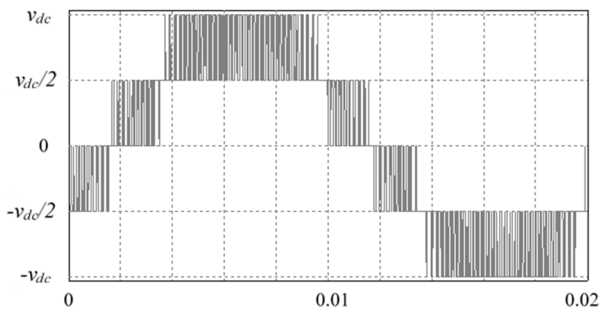


Figura 4: Tensión de línea U_{ab} , para $m_a=1$, $f_{sw}=5$ KHz, $f_o=50$ Hz.

SVPWM basada en portadora

Los esquemas de modulación basados en portadora, determinan el ciclo de trabajo para la operación del inversor en función de la comparación de la señal de referencia (modulante) con una onda portadora de alta frecuencia (SPWM). Si se adiciona la componente de secuencia cero (homopolar) de la señal trifásica de la tensión o corriente de referencia, se origina una nueva onda de referencia de perfil y propiedades diferentes a la original [7], de ellas se deriva la modulación PWM basada en portadoras continuas (CPWM) y discontinuas (DPWM).

La modulación SVPWM se logra sumando, a la señal de referencia original deseada, la componente de secuencia cero del sistema trifásico, la cual se calcula de acuerdo a las siguientes expresiones.

$$d_0 = \frac{-v_{max} + v_{min}}{2} \quad (2)$$

$$v_{ma} = v_a + d_0$$

$$v_{mb} = v_b + d_0$$

$$v_{mc} = v_c + d_0 \quad (3)$$

Donde v_{max} y v_{min} son las señales de referencia (v_a , v_b y v_c), d_0 es la señal de secuencia cero sectorizada de forma triangular y de frecuencia triple de la fundamental. Las señales v_{mx} ($x=a,b,c$) son resultantes de las ecuaciones (3). Como se puede ver en la figura 3-a, con ésta técnica, para un $m_a=1$ aún no se alcanza el límite de saturación de amplitud, extendiendo el rango lineal de operación hasta un 15% superior a la técnica SPWM [7], por esta característica se elige utilizarla en éste trabajo, ya que de esta manera, se logra un mayor aprovechamiento del bus de continua, ofreciendo buenos resultados en cuanto al rizado de la corriente.

Transformador y filtro LC

El esquema mostrado en la figura 1 plantea la configuración inversor – transformador – filtro. En ella se puede ver que el filtro LC se compone de inductor (L_f) en el lado de alta tensión y capacitor (C_f) en el lado de baja tensión del transformador. Una configuración LC, totalmente dispuesta del lado de alta tensión,

entrega al transformador menor componente de alta frecuencia PWM y por lo tanto menor distorsión armónica total de tensión (THD_v). Sin embargo, los capacitores utilizados deben ser de alta tensión o un arreglo de capacitores en serie para trabajar a esos valores de tensión. Además si se mide la tensión en los capacitores para el lazo de control de tensión, el sensado de la misma también resulta más complejo. Por esta razón se elige plantear la configuración con inductores del lado de alta tensión donde se toma la corriente para el lazo interno de control, y los capacitores del lado de baja tensión midiendo la tensión para el lazo externo de control.

Es importante agregar que la medición de la tensión del lado de baja tensión considera la caída de tensión en la impedancia equivalente del transformador, y esta se compensa con la estrategia de control del inversor.

A fin de neutralizar las armónicas de orden 3 y sus múltiplos, en el lado primario del transformador, se considera utilizar el transformador con esquema de conexión Y-Y.

El esquema eléctrico derivado de la figura 1, sin considerar los lazos de control, se representa en la figura 5. Al sistema trifásico se lo descompone en dos sistemas monofásicos desacoplados, en el marco de referencia estacionario $\alpha-\beta$. A partir de este modelo, se desarrolla el diagrama de bloques que se muestra en la figura 6, y de este último se obtienen las ecuaciones que modelan, tanto la planta de corriente, como la planta de tensión, permitiendo diseñar los lazos de control, y verificar su comportamiento mediante simulación numérica.

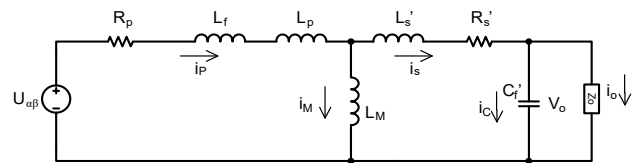


Figura 5: Esquema eléctrico filtro, transformador y carga para modelar el sistema.

Se describen las variables:

R_p : resistencia del inductor del filtro más bobinado primario del transformador.

L_f : inductor filtro.

L_p : inductor transformador lado primario.

L_m : inductancia componente magnetizante del transformador.

L_s' : inductor transformador lado secundario, referido al lado primario.

R_s' : resistencia del inductor del transformador lado secundario, referido al lado primario.

C_f' : capacitor del filtro lado secundario, referido al lado primario del transformador.

Z_o : impedancia de carga, referida al lado primario del transformador.

De la figura 5 se definen:

$$\begin{aligned} G_a &= \frac{1}{R_p + (L_f + L_p) \cdot s} \\ G_b &= L_m \cdot s \\ G_c &= \frac{1}{R'_s + L'_s \cdot s} \\ G_d &= \frac{1}{C'_f \cdot s} \\ G_e &= \frac{1}{Z_o} \end{aligned} \quad (4)$$

De la figura 5 y de las relaciones descritas en (4), se esquematiza el diagrama de bloques de la figura 6.

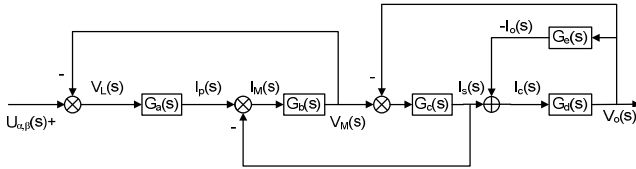


Figura 6: Representación en bloques del circuito.

A partir de la figura 6, se desarrollan las funciones de transferencia, que modelan la planta de corriente y de tensión del sistema.

$$G_{i(\alpha,\beta)}(s) = \frac{I_p(s)}{U_{\alpha,\beta}(s)} \quad (5)$$

$$G_{v(\alpha,\beta)}(s) = \frac{V_o(s)}{U_{\alpha,\beta}(s)} \quad (6)$$

La función de transferencia (FT) de corriente $G_{i(\alpha,\beta)}(s)$ relaciona la corriente medida en el inductor del filtro $I_p(s)$, con la tensión generada por el puente $U_{\alpha,\beta}(s)$. Mientras que $G_{v(\alpha,\beta)}(s)$ es la FT que modela la planta de tensión relacionando la tensión de salida $V_o(s)$ con la tensión de entrada $U_{\alpha,\beta}(s)$.

Considerando la carga como una perturbación ($I_o(s)$) y haciendo la tensión del puente $U_{\alpha,\beta}(s) = 0$, se determina la impedancia de salida del sistema, $Z_{o(\alpha,\beta)}(s)$ en lazo abierto y la FT $G_{ii(\alpha,\beta)}(s)$.

$$\begin{aligned} Z_{o(\alpha,\beta)}(s) &= \frac{V_o(s)}{I_o(s)} \\ G_{ii(\alpha,\beta)}(s) &= \frac{I_p(s)}{I_o(s)} \end{aligned} \quad (7)$$

Las FT obtenidas en el dominio de Laplace (ec. 5, 6 y 7), modelan las dinámicas del sistema y serán usadas para desarrollar el diseño del control multilazo.

Para la implementación del diseño se necesita realizar la transformación a tiempo discreto de todas las funciones obtenidas anteriormente, para ello se describen las mismas en diagrama de bloque simplificado, representado en la figura 7, con los lazos de control de corriente y tensión. Donde H_i y H_v son las ganancias de los sensores de corriente y tensión respectivamente. $G_{ci}(z)$ es la ecuación del compensador de corriente y $G_{cv}(z)$ del controlador de tensión.

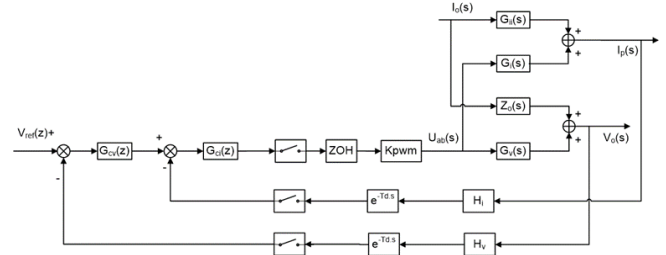


Figura 7: Representación en bloques del circuito con los lazos de control para discretizar.

De la figura 7.

$$G_{lai(\alpha,\beta)}(z) = G_{ci}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{i(\alpha,\beta)}(z) \cdot H_i \quad (8)$$

$$G_{lci(\alpha,\beta)}(z) = \frac{G_{ci}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{i(\alpha,\beta)}(z)}{1 + G_{ci}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{i(\alpha,\beta)}(z) \cdot H_i} \quad (9)$$

La ecuación (8) es la FT a lazo abierto de corriente con compensador, y la (9) es la FT que modela el lazo cerrado del mismo.

Para determinar el lazo de tensión a controlar, se describe la función de transferencia de la planta de tensión que relaciona el voltaje de salida, respecto a la corriente de referencia aplicada al lazo interno.

$$G_{pv(\alpha,\beta)}(z) = \frac{V_o(z)}{I_{ref}(z)} = \frac{G_{v(\alpha,\beta)}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{ci}(z)}{1 + G_{i(\alpha,\beta)}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{ci}(z)} \quad (10)$$

$G_{pv(\alpha,\beta)}(z)$ modela la planta de tensión para diseñar el control externo. Se agrega la función de transferencia de controlador $G_{cv}(z)$, y luego se cierra el bucle respecto a $V_{ref}(z)$, como se muestra en la figura 8. A partir de la figura 8, se desarrollan las ecuaciones de lazo abierto y lazo cerrado, para el control de tensión de salida $V_o(z)$.

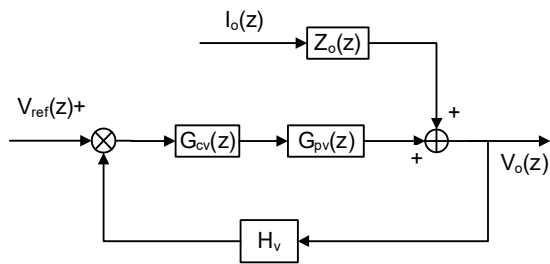


Figura 8: Representación para lazo de control externo con la carga como perturbación.

$$G_{lav(\alpha,\beta)}(z) = G_{cv}(z) \cdot G_{pv(\alpha,\beta)}(z) \cdot H_v \quad (11)$$

$$G_{lcv(\alpha,\beta)}(z) = \frac{V_o(z)}{V_{ref}(z)}$$

$$G_{lcv(\alpha,\beta)}(z) = \frac{G_{cv}(z) \cdot G_{ci}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{v(\alpha,\beta)}(z)}{1 + G_{cv}(z) \cdot G_{ci}(z) \cdot K_{pwm} \cdot G_{v(\alpha,\beta)}(z) \cdot H_v} \quad (12)$$

Diseño del Control

El sistema eléctrico trifásico puede ser definido en un modelo de dos dimensiones desacoplado, mediante la transformación α - β (sistemas equilibrados). Esta herramienta permite obtener dos sistemas monofásicos equivalentes en forma separada sin pérdida de información.

El control del inversor se aplica en el marco de referencia α - β , lo que requiere la transformación de las variables controladas (tensión en capacitores en el lado secundario V_o , y corriente en el inductor del lado primario I_p del transformador), una vez determinada la acción de control se aplica la transformación inversa al dominio tridimensional (a,c,b) , figura 9.

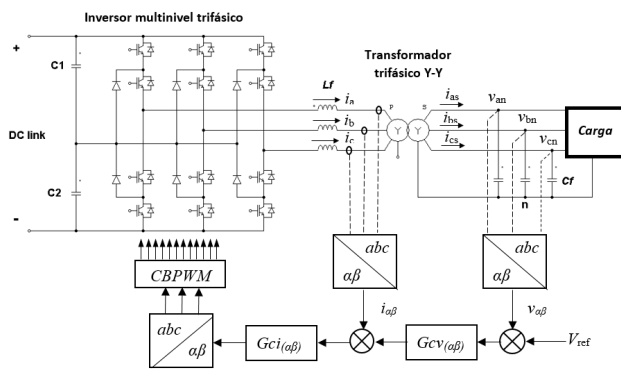


Figura 9: Planta con los lazos de control.

Se diseña y comprueba mediante simulación el desempeño de un controlador proporcional para el lazo interno de corriente (P), y un control proporcional-integral (PI) para el lazo externo de tensión.

Se utiliza un control PI por su estructura simple y flexible para su actualización cuando es implementado en un controlador digital, y presenta buen desempeño

ante incertidumbre en el modelado de la planta a controlar.

Para el lazo de control interno, control de la corriente en el inductor, se implementa un P a efectos de lograr amortiguamiento de la corriente, se selecciona la ganancia (k_p) de $G_{ci}(z)$ que presente el máximo amortiguamiento a partir del lugar de las raíces de la planta de corriente a lazo abierto, ec. (8) para $G_{ci}(z)=1$.

El bucle de control externo se diseña con un control PI, con objeto de asegurar el error de estado estacionario nulo, evaluando su comportamiento tanto en régimen permanente como en régimen transitorio. Se determinan las ganancias del PI utilizando el lugar de las raíces de la ec. (11) con $G_{cv}(z)=1$, especificando mínimo sobrepaso y tiempo de establecimiento.

Resultados

Para evaluar el desempeño del inversor desarrollado, se realiza la simulación numérica con los parámetros expuestos en la tabla 1.

Se consideran características ideales de los IGBT, sin pérdidas de energía durante la operación y estados instantáneos de apertura y cierre durante la conmutación.

Tabla 1: Parámetros para la simulación.

Tensión DC link	16 kVcd
Inversor Multinivel	
Potencia aparente	200 kVA
Frecuencia portadora	5000 Hz
Frecuencia fundamental f_o	50 Hz
Modulación	SVPWM-CB
Transformador	
Potencia aparente	200 kVA
Tensión [V]	6530fase/400línea-230fase
Corriente Nominal [A]	10,4primario/303secundario
Conexión	Y-Y
Relación de transformación	28,4
R_p	4,65 Ω
L_p	0,035 H
L_m	166,6 H
L_s'	4,3e-5 H
R_s'	0.0054 Ω
Filtro LC	
C_f	1700 μ F
L_f	0,05 H
Control	
Periodo de muestreo y actualización PWM	0,0002 seg.
k_p control de corriente	0,01
PI control de tensión	$-0.04101+0.09638z^{-1}/(1-z^{-1})$
Tensión de referencia V_{ref}	$311/\sqrt{2}$
Carga	
Resistencia de carga nominal	0,72 Ω
Carga no lineal: rectificador no controlado	
Resistencia carga	2 Ω
Capacitor filtro	10 mf
Resistencia serie	0,013 Ω

Las figuras de 10 a 15 muestran los perfiles de corriente y tensión obtenidos para simulaciones con carga lineal nominal equilibrada y desequilibrada, transitorio de carga, sin carga y carga no lineal acoplando un rectificador no controlado con filtro capacitivo.

La figura 16 muestra el contenido armónico de la tensión del lado secundario del transformador trabajando en vacío (sin carga aplicada). Mientras que en la figura 17, el contenido armónico de tensión para el caso con carga no lineal

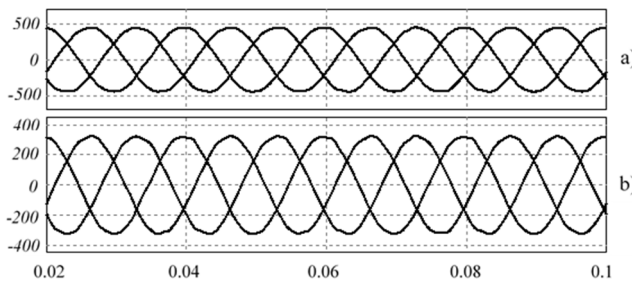


Figura 10: Carga resistiva nominal equilibrada. a) Corriente obtenida, $I_{a,b,c}=316 \text{ A}_{rms}$, $THD_i=1,79\%$. b) Tensión de fase de salida $V_{a,b,c}=228 \text{ V}_{rms}$, $THD_v=1,79\%$.

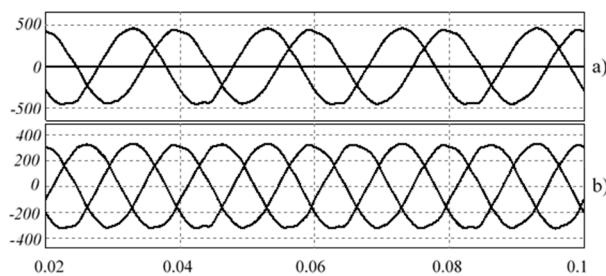


Figura 11: Desequilibrio de carga resistiva con fase a sin carga y fases b y c a carga nominal. a) Corriente de fase, $I_a=0,0015 \text{ A}_{rms}$, $I_b=311 \text{ A}_{rms}$, $I_c=323 \text{ A}_{rms}$. b) Tensiones de fase, $V_a=228,97 \text{ V}_{rms}$, $V_b=224,2 \text{ V}_{rms}$, $V_c=232,7 \text{ V}_{rms}$.

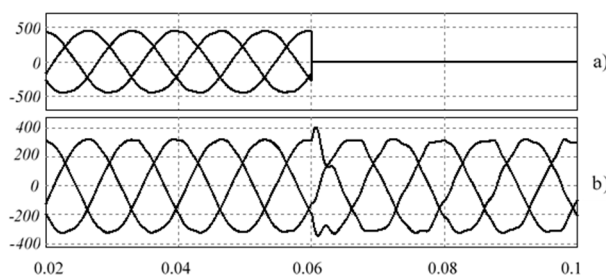


Figura 12: Escalón de carga resistiva de 100 a 0%. a) Corriente de fase, b) Tensión de fase, sobre impulso de tensión 31% en la fase b, transitorio 0,0044 seg.

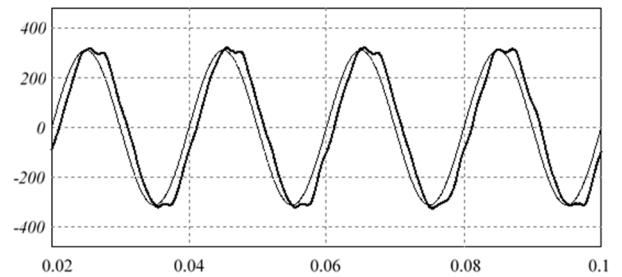


Figura 13: Tensión fase sin carga (línea gruesa) y su referencia (línea fina), atraso de fase -26° . $V_{ref}=219,88 \text{ V}_{rms}$, $V_a=228,8 \text{ V}_{rms}$, $THD_v=3,65\%$.

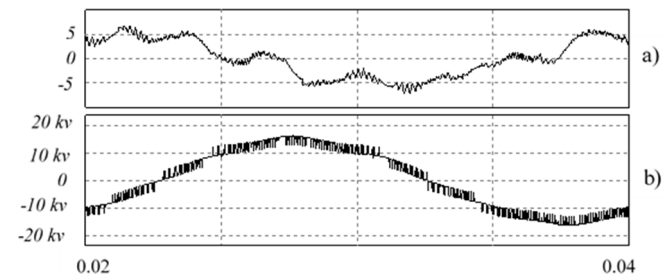


Figura 14: Perfil de corriente y tensión de vacío aplicados al transformador a) Corriente de fase $I_a=4,56 \text{ A}_{rms}$, $THD_i=33,6\%$. b) Tensión de línea $V_{ab}=10.871,44 \text{ V}_{rms}$, $THD_v=13,3\%$.

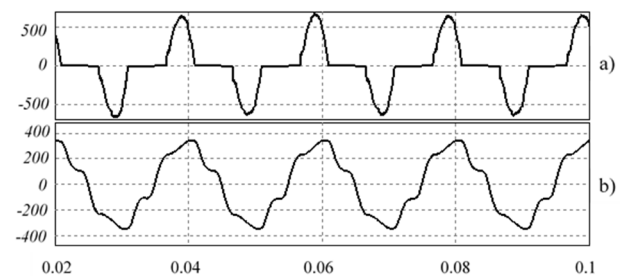


Figura 15: Carga no lineal. a) Corriente obtenida fase b, $I=296,6 \text{ A}_{rms}$, $THD_i=60,9\%$. b) Tensión de fase sintetizada, $V=233,13 \text{ V}_{rms}$, $THD_v=13,7\%$.

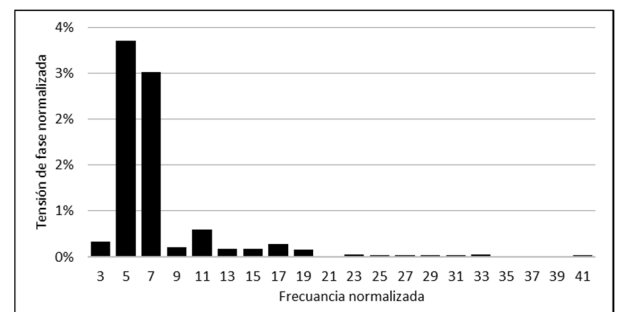


Figura 16: Contenido armónico de la tensión de salida sin carga aplicada al sistema.

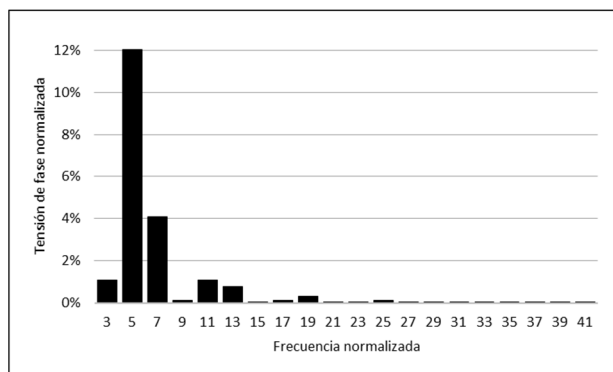


Figura 17: Contenido armónico de la tensión de salida con carga no lineal.

CONCLUSIONES

De los resultados expuestos, se observa un buen comportamiento en el perfil de tensión y corriente del sistema en régimen permanente para carga lineal (resistiva) y en vacío (sin carga) con bajos niveles de THD_v. La existencia de un atraso de fase de la tensión de salida con respecto a la referencia (-26°), se aprecia en la figura 13. Este comportamiento, es debido al error de seguimiento que presenta el control PI para referencias variables, aunque no representa un factor limitante en éste trabajo por ser aplicado a una red de distribución pública aislada.

La corriente y tensión en vacío del sistema en el lado primario del transformador (figura 14) presenta alta distorsión armónica, que no puede ser filtrada por el inductor y el lazo de control interno.

Un alto sobre impulso de la tensión (31%) ante un escalón de carga máxima (figura 12) no puede ser mitigado por el control PI de tensión (menor a 5% según especificaciones de diseño), siendo el rechazo a perturbaciones un factor a mejorar como, así también, el comportamiento con carga no lineal, que aplica una elevada distorsión armónica a la salida del inversor.

A futuro, en trabajos posteriores, es necesario avanzar en el diseño de un control más eficiente ante respuestas transitorias, en el análisis de la robustez del sistema ante variaciones paramétricas de los componentes pasivos, y referenciar los resultados ante la normativa vigente.

AGRADECIMIENTOS

Se agradece el aporte del Dr. Fernando Botterón, Dr. Roberto Carballo e Ing. Mario Busemi.

REFERENCIAS

- [1] SECHEEP, Ministerio de la Producción, Infraestructura y Servicios Públicos, Subsecretaría de Energía, "Situación del

Sistema Obras de Infraestructura Eléctrica 2016-2020". Gobierno del Chaco, 2016.

- [2] INDEC. Instituto Nacional de Estadísticas y Censo, Ministerio de Energía y Minería, Presidencia de la Nación, Censo 2010, Chaco, Argentina. 2016.
- [3] Infraestructura y Servicios Públicos, Subsecretaría de Energía y Servicios Públicos, "Planta de Generación Solar/Térmica (Diesel) - Primera Etapa". Gobierno del Chaco, 2018.
- [4] CONVERTIDORES MULTINIVEL: SU MODULACIÓN Y CONTROL EN APLICACIONES DE GENERACIÓN DE ENERGÍAS RENOVABLES. María Inés Valla, Santiago A. Verne y Sergio A. González.
- [5] Muhammad H. Rashid (2018), POWER ELECTRONICS HANDBOOK, Fourth Edition, Elsevier, pp. 185.
- [6] Muhammad H. Rashid (2018), POWER ELECTRONICS HANDBOOK, Fourth Edition, Elsevier, pp. 400.
- [7] Roberto Esteban Carballo, Fernando Botterón (2021), Técnicas de Modulación PWM para Inversores Trifásicos Alimentados en Tensión, Topicos especiales Maestría en Ciencias de la Ingeniería UNNE, UNAM Facultad de Ingeniería.