

# **MEJORA DE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA EN LOS INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS A LA RED USANDO CONTROL DE MODOS DESLIZANTES**

*IMPROVING THE ENERGY QUALITY IN THREE-PHASE GRID-TIED  
INVERTERS BY USING SLIDING MODE CONTROL*

***Daniel Memije Garduño***

Instituto Politécnico Nacional, México  
*dmemijeg0900@alumno.ipn.mx*

***Oscar Garranza Castillo***

Instituto Politécnico Nacional, México  
*ocarranzac@ipn.mx*

***Jaime José Rodríguez Rivas***

Instituto Politécnico Nacional, México  
*jjrodriguezr@ipn.mx*

***Rubén Ortega González***

Instituto Politécnico Nacional, México  
*rortegag@ipn.mx*

***Francisco Emilio Rodarte Gutiérrez***

Instituto Politécnico Nacional, México  
*frodarteg1300@alumno.ipn.mx*

**Recepción:** 1/noviembre/2021

**Aceptación:** 24/febrero/2022

## **Resumen**

En este artículo se propone un sistema de control de modos deslizantes (CMD) para regular las corrientes de un inversor trifásico conectado a la red. El CMD empleado es conocido como controlador de super torsión (CST). El propósito principal del CST propuesto es incrementar la calidad de la energía inyectada a la red mediante el rechazo total de la distorsión de los tiempos muertos, los armónicos de fondo y las perturbaciones desconocidas, las que comúnmente afectan a los inversores conectados a la red. Para mostrar los beneficios del CST propuesto, éste es comparado con un controlador proporcional integral (PI). La máxima distorsión de corriente nominal (TRD por sus siglas en inglés) del inversor, obtenida de la

comparación en simulación, es de 15.53% para el controlador PI y 1.9% para el CST. Por lo tanto, se reporta una mejora simulada del 13.63%. La máxima TRD del inversor, obtenida de la comparación experimental, es de 8.28% para el controlador PI y 1.88% para el CST. Por lo que se reporta una mejora experimental del 6.4%. Todos los resultados presentados muestran que un inversor equipado con un CST cumple con la norma IEEE 1547-2018 a pesar de la presencia de perturbaciones.

**Palabras clave:** Armónicos de fondo de la red, Control de modo deslizantes, Controlador de súper torsión, Distorsión de tiempo muerto, Inversor trifásico.

## **Abstract**

*In this paper it is propose a sliding mode control (SMC) system to regulate the three-phase grid-tied inverter currents. The SMC used is known as super-twisting controller (STC). The main purpose of the proposed STC is to increase the quality of the energy injected into the grid by totally rejecting the dead-time distortion, background harmonics, and unknown disturbances that affect grid-tied inverters. To show the benefits of the proposed STC, it is compared against a proportional integral (PI) controller. The maximum inverter rated current distortion (TRD), obtained from the simulation comparison, is 15.53% for the PI controller and 1.9% for the STC algorithm. Thus, a simulated improvement is equal to 13.63% is reported. The maximum inverter TRD, obtained from the experimental comparison, is 8.28% for the PI controller and 1.88% for the STC. Thus, an experimental improvement of 6.4% is reported. All the results presented show that an inverter equipped with the STC complies with the IEEE standard 1547-2018 despite the presence of disturbances.*

**Keywords:** *Dead-time distortion, Grid background harmonics, Siding mode control, Super-twisting controller, Three-phase inverter.*

## **1. Introducción**

En el diseño del sistema de control de un inversor trifásico conectado a la red inevitablemente hay diferencias entre el convertidor real y su modelo matemático. Estas diferencias se deben principalmente a la variación de parámetros, a las dinámicas no modeladas y a las perturbaciones desconocidas, las cuales afectan al

inversor. El ignorar dichas perturbaciones trae consigo serias complicaciones, tales como: la inyección de energía de baja calidad a la red, la generación de más armónicos de fondo en el punto de acoplamiento común (PAC) y el envejecimiento prematuro del equipo [Zong, 2016], [Kang, 2015]. Debido a esto, es importante diseñar leyes de control que garanticen la correcta operación y el desempeño deseado del inversor en presencia de perturbaciones e incertidumbres. Sin embargo, lograr este objetivo es una tarea muy desafiante ya que las perturbaciones son desconocidas [Shtessel, 2014].

En la Norma IEEE 519 se establecen límites aceptables para los armónicos de fondo [IEEE-519, 2014]. Para una red operando a baja tensión (es decir, menos de 1 kV), la distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) máxima permitida es del 8%, con armónicos individuales máximos permitidos de 5%. Estos altos niveles de THD tienen graves consecuencias en los sistemas de energía distribuida, los cuales comúnmente emplean convertidores trifásicos conectados a la red. Ejemplos de esto son: los accionamientos para motores de velocidad variable, los sistemas de energía ininterrumpida, los sistemas de energía renovable, etc [Zong, 2016], [Sinvula, 2019], [Kang, 2015].

La distorsión total de la corriente nominal (TRD por sus siglas en inglés), definida por (ecuación 2) en la norma IEEE 1547 [IEEE-1547, 2018], permite medir la calidad de la energía que un inversor trifásico intercambia con la red. En [IEEE-1547, 2018], la TRD máxima permitida es del 5%, lo que implica que los inversores trifásicos deben intercambiar energía de alta calidad con la red. Esto se debe hacer siempre, a pesar de las perturbaciones que normalmente afecten a la red eléctrica y al inversor. Los controladores proporcionales-integrales (PI) son ampliamente utilizados en el sistema de control del inversor trifásico conectado a la red. Esto se debe principalmente a que los controladores PI tienen una estructura simple, son fáciles de diseñar, son robustos frente a perturbaciones constantes en el tiempo (p. Ej. La incertidumbre en los parámetros), y más importante aún, el control PI es una tecnología probada. Sin embargo, las perturbaciones que varían periódicamente en el tiempo (perturbaciones armónicas), no pueden ser rechazadas por el control PI. Varios ejemplos de perturbaciones armónicas son mostrados en la figura 1. Las

perturbaciones armónicas son un problema grave en los sistemas de energía distribuida. Estas perturbaciones reducen la calidad de la energía inyectada a la red por el inversor, evitando que éste se cumpla con la norma [IEEE-1547, 2018].

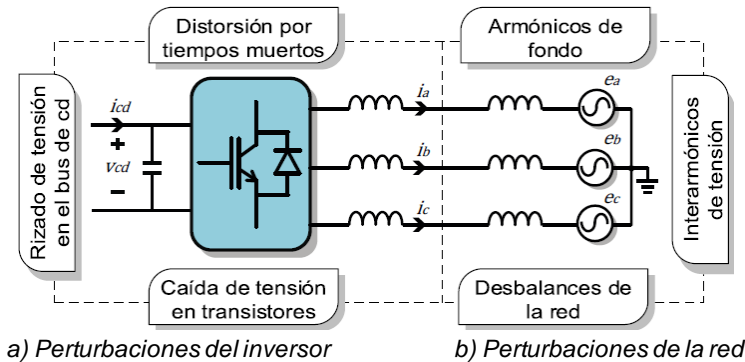


Figura 1 Inversor trifásico conectado a la red afectado por perturbaciones.

Afortunadamente, la mayoría de las perturbaciones armónicas que afectan al inversor aparecen en forma de tensiones en el filtro de potencia, lo cual las convierte en perturbaciones empataadas. Por lo tanto, un control de modos deslizantes (CMD), debidamente diseñado, es capaz de eliminar a estas perturbaciones por completo [Shtessel, 2014]. Sin embargo, el CMD tiene un gran inconveniente que es conocido en la literatura como chattering. El chattering se refiere a la introducción de rizado de alta frecuencia en todos los estados del sistema. Los algoritmos CMD de primer orden son los que más sufren de chattering.

Para compensar el chattering, el controlador de modos deslizantes de súper torsión (CST) ha sido introducido en los años noventa [Shtessel, 2012]. El CST es uno de los algoritmos de CMD segundo orden más populares ya que no se necesita ninguna derivada con respecto al tiempo y además presenta bajo rizado. Ejemplos de la aplicación del CST en inversores monofásico para suministrar energía de alta calidad a la red son presentados en [Guo, 2019], [Gudey, 2014]. También se presenta la aplicación de un algoritmo CST para un inversor trifásico en [Luo, 2019]. En este trabajo se propone usar un CST para mejorar la calidad de la energía en un inversor trifásico conectado a la red. El algoritmo de control propuesto tiene la capacidad para rechazar los tiempos muertos, los armónicos de fondo y la caída de tensión en los transistores. Además, el CST propuesto es robusto frente a las

variaciones de frecuencia de la red. En este trabajo el CST propuesto es comparado con control proporcional integral (PI) convencional. A partir de los estudios realizados se reporta una mejora simulada del 13.63% y una mejora experimental del 6.4%. Estas mejoras implican que un inversor conectado a la red equipado con el CST propuesto cumple con la norma IEEE 1547-2018. Esto se logra a pesar de la presencia de diversas perturbaciones que comúnmente afectan al inversor trifásico conectado a la red, el cual es investigado en este artículo.

## 2. Métodos

### Controlador vectorial de modos deslizantes de súper torsión propuesto

El diagrama del inversor trifásico conectado a la red es mostrado por la figura 2.

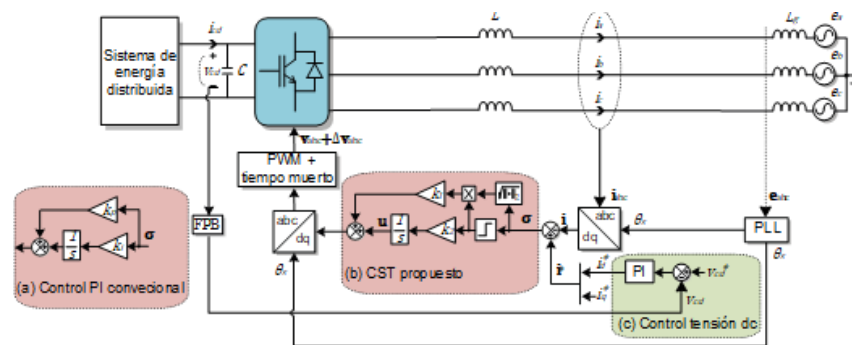


Figura 2 Diagrama del control vectorial de CST propuesto.

El modelo matemático de este inversor es obtenido en marco de referencia síncrono en [Memije, 2018], el cual está dado por la ecuación 1.

$$\frac{di}{dt} = Ai + B(v + \Delta v + e) \quad (1)$$

Donde  $A$  es la matriz de estados,  $B$  es la matriz de entradas,  $i$  es el vector de corrientes síncronas,  $v$  es la tensión de salida de convertidor,  $\Delta v$  representa las perturbaciones del inversor, ver la figura 1a, y  $e$  representa las tensiones de la red con armónicos de fondo, ver figura 1b. Las matrices de ecuación 1, están dadas por la ecuación 2.

$$A = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_0 \\ -\omega_0 & -R/L \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \quad (2)$$

Donde  $\omega_0$  es la frecuencia fundamental de la red,  $R$  y  $L$  son la resistencia y la inductancia del filtro  $L$ , respectivamente. En base a ecuación 1, se define el CST, como en la ecuación 3.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} = \begin{cases} Ai + B \left( k_1 \sqrt{\|\sigma\|_2} \text{sign}(\sigma) + u + \Delta v + e \right) \\ k_2 \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad (3)$$

Donde  $k_1$  y  $k_2$  son las ganancias del controlador. El vector  $\sigma$  es la superficie deslizante, el cual es definido en base a la corriente de referencia  $i^*$  y la corriente medida  $i$  del inversor, es decir, ecuación 4.

$$\sigma = i^* - i = [\sigma_d \quad \sigma_q] \quad (4)$$

Donde  $\sigma_d$  y  $\sigma_q$  son las componentes  $dq$  de  $\sigma$ . El operador  $\|\cdot\|_2$  en ecuación 3 es la norma euclidiana, a partir de la cual las funciones  $\sqrt{\|\sigma\|_2}$  y  $\text{sign}(\sigma)$  son definidas como en la ecuación 5.

$$\text{sign}(\sigma) = \frac{\sigma}{\|\sigma\|_2}; \quad \|\sigma\|_2 = \sqrt{\sigma_d^2 + \sigma_q^2} \quad (5)$$

El algoritmo propuesto es parte de un sistema de control de tensión del bus de cd en cascada, donde el CST (lazo interno) regula las corrientes y un controlador PI (lazo externo) regula la tensión del bus de cd, como se muestra en la figura 2. Se emplea un filtro pasa bajos (FPB) de segundo orden a 250 Hz para eliminar el ruido de las mediciones de la tensión del bus de cd, de modo que no influya en el rendimiento de CST. Ningún FPB se utilizan en las mediciones de la corriente porque introducen retrasos en las mediciones y producen inestabilidad en el sistema de control debido a la dinámica rápida CST. Para reducir el aliasing que se presenta debido a la carencia de FPB, el sistema de control se muestrea al doble de la frecuencia de conmutación del convertidor [Oppenheim, 2010].

### Estabilidad de Lyapunov del CST propuesto

En la teoría de estabilidad de Lyapunov se supone la existencia de una función de energía, denotada como  $E(\sigma)$ , la cual es una función escalar de la superficie deslizante. Para ser estable, la función de energía debe cumplir los dos siguientes criterios de estabilidad [Shtessel, 2014], ecuaciones 6 y 7.

$$E(\sigma) > 0, \quad \text{para cualquier valor de } \sigma \quad (6)$$

$$\frac{dE(\sigma)}{dt} < 0, \quad \text{para cualquier valor de } \sigma \quad (7)$$

La condición, ecuación 6, limita a la función de Lyapunov a ser definida como una función creciente para cualquier valor de la superficie deslizante, o en términos matemáticos, ecuación 6, debe ser positiva definida. La condición, ecuación 7, indica que la energía de la superficie deslizante debe ser una función decreciente, o definida negativa. Si el sistema cumple con las condiciones, ecuación 6 y ecuación 7, se asegura que el sistema será estable. La figura 3 ilustra a una función de Lyapunov que cumple con los criterios de estabilidad dados por ecuación 6 y ecuación 7. Se puede observar en la figura 3 como la función de Lyapunov mostrada tiene la misma forma que un tazón para servir agua (forma convexa). La convexidad y la negatividad de la derivada con respecto del tiempo de  $E(\sigma)$  asegura que la energía de la superficie deslizante  $\sigma$  converger siempre a cero.

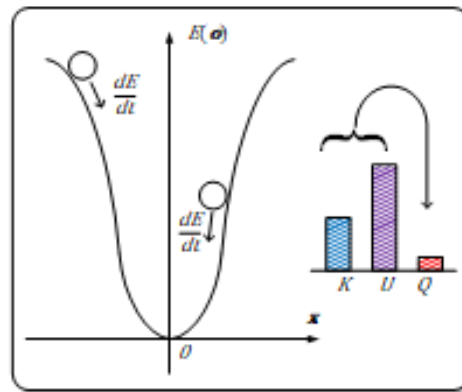


Figura 3 La energía potencial ( $K$ ) y cinética ( $U$ ) son disipadas en un sistema estable.

La estabilidad de ecuación 3 es demostrada tomando la segunda derivada con respecto del tiempo de ecuación 4 y sustituyendo a ecuación 3 en el resultado. Estas operaciones dan como resultado el sistema de ecuaciones diferenciales de segundo orden, dado por la ecuación 8.

$$\frac{d^2\sigma}{dt^2} = \frac{d^2i^*}{dt^2} - A \frac{di}{dt} - B \left( k_1 \frac{d\sqrt{\|\sigma\|_2} \text{sign}(\sigma)}{d\sigma} \left( \frac{d\sigma}{dt} \right) + k_2 \text{sign}(\sigma) + \frac{d\Delta v}{dt} + \frac{de}{dt} \right) \quad (8)$$

O de forma más compacta, la ecuación 8 se reordena en la ecuación 9.

$$\frac{d^2\sigma}{dt^2} + Q \frac{d\sigma}{dt} + \nabla U = 0 \quad (9)$$

Donde  $Q$  es una matriz de fricción viscosa y  $\nabla U$  es el vector gradiente del campo vectorial potencial del sistema, ambos definidos en la ecuación 10.

$$Q = k_1 \nabla f; \quad \nabla U = B \left( k_2 \text{sign}(\sigma) + \frac{d\delta}{dt} \right); \quad \delta = \Delta v + e + B^{-1} \left( Ai - \frac{di^*}{dt} \right) \quad (10)$$

El término  $\nabla f$  en ecuación 10 es la matriz Jacobiana definida positiva de  $f = \sqrt{\|\sigma\|_2} \text{sign}(\sigma)$  y  $\delta$  es el vector que contiene todas las perturbaciones e incertidumbres del sistema. La energía potencial ( $K$ ) y la energía cinética ( $U$ ) del sistema de control son definidas a partir de ecuación 10 como en la ecuación 11.

$$K = \frac{d\sigma^T}{dt} \frac{d\sigma}{dt}; \quad U = \int_{[0 \ 0]^T}^{\sigma} \nabla U dl = B \left( k_2 \|\sigma\|_2 + \sigma \frac{d\delta}{dt} \right) \quad (11)$$

Donde  $\bullet^T$  es el operador transpuesta y  $l$  es un vector ficticio de integración. La evaluación de la integral de línea en ecuación 11, se obtiene asumiendo que todas las perturbaciones del sistema, dadas por  $\delta$ , son independientes de  $\sigma$ .

La función de Lyapunov se define como la suma de energía potencial cinética del sistema de control, dadas por ecuación 11, con lo que se obtiene la ecuación 12.

$$E(\sigma) = K + U = \frac{d\sigma^T}{dt} \frac{d\sigma}{dt} + B \left( k_2 \|\sigma\|_2 + \sigma \frac{d\delta}{dt} \right) \quad (12)$$

La derivada con respecto del tiempo de ecuación 12 está dada por la ecuación 13.

$$\frac{dE(\sigma)}{dt} = -\frac{d\sigma^T}{dt} Q \frac{d\sigma}{dt} = -\frac{k_1}{2\sqrt{\|\sigma\|_2^5}} \frac{d\sigma^T}{dt} \begin{bmatrix} \sigma_d^2 + 2\sigma_q^2 & -\sigma_d\sigma_q \\ -\sigma_d\sigma_q & \sigma_q^2 + 2\sigma_d^2 \end{bmatrix} \frac{d\sigma}{dt} \quad (13)$$

De acuerdo con las condiciones de estabilidad de Lyapunov, dadas por las ecuaciones 6 y 7 y ecuación 12 debe ser una función positiva definida y la ecuación 13 debe ser una función negativa definida. Esto se logra satisfaciendo las siguientes dos desigualdades, ecuación 14.

$$k_1 > 0; \quad k_2 > \left\| \frac{d\delta}{dt} \right\| \quad (14)$$



Donde el operador  $\|\bullet\|$  es la norma  $L_2$  (Osgood, 2007), definida en la ecuación 15.

$$\left\| \frac{d\delta}{dt} \right\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left\| \frac{d\delta}{dt} \right\|_2^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 \|d_n\|_2^2} \quad (15)$$

Donde  $T$  es el periodo fundamental de las tensiones de la red eléctrica y  $d_n$  es el vector de la  $n$ -ésima componente de Fourier del vector de perturbaciones  $\delta$ . La expresión de ecuación 15 es equivalente a el valor RMS del vector  $\delta$ . La expresión de la derecha en ecuación 15 se obtiene empleando la identidad de Parseval [Osgood, 2007].

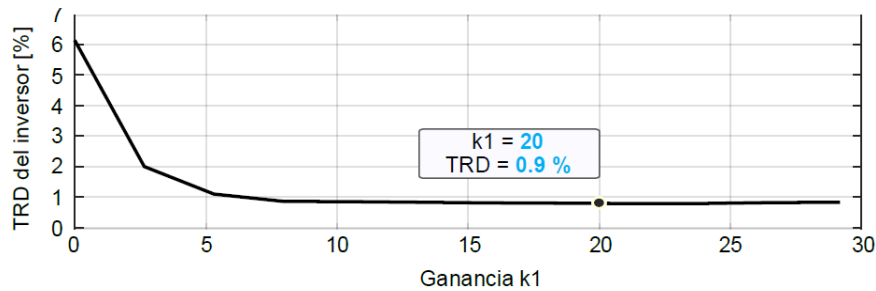
### Diseño del CST

Aún no existe una relación matemática entre la ganancia  $k_1$  y la TRD del inversor. Sin embargo, se ha observado que a medida que aumenta el valor de  $k_1$ , se reduce la TRD. Por lo tanto, se realiza un barrido de la ganancia  $k_1$  en simulación usando los parámetros enlistados en la tabla 1. La TRD resultante de este barrido se representa en la figura 4a en función de la ganancia  $k_1$ .

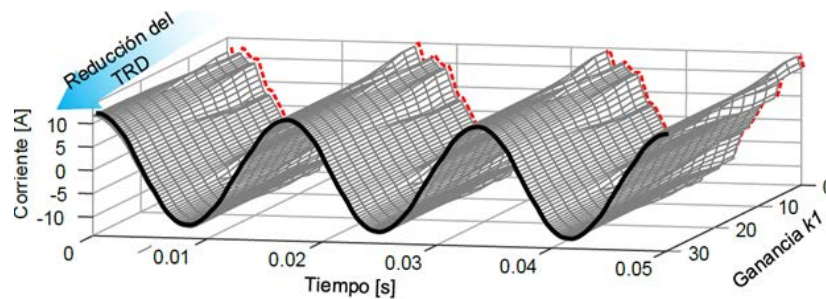
Tabla 1 Parámetros del Sistema.

Parámetro	Valor	Unidad	Descripción
<b>Inversor</b>			
$V_{LL}$	140	[V[]]	Tensión de línea de la red
$\omega_0$	377	[rad/s]	Frecuencia fundamental de la red
$v_{cd}$	250	[V[]]	Tensión nominal del bus de cd
$c$	6.6	[mF]	Capacitancia del bus de cd
$R$	0.15	[Ω]	Resistencia del filtro L
$L$	1.2	[mH]	Inductancia del filtro L
$T_s$	25	[μs]	Periodo de conmutación
$T_d$	0.4	[μs]	Periodo de tiempo muerto
<b>Controlador PI de la corriente</b>			
$k_p$	3.1898		Ganancia proporcional
$k_i$	6,329.9		Ganancia integral
<b>Controlador de súper torsión</b>			
$k_1$	20		Ganancia proporcional
$k_2$	222,874		Ganancia integral
<b>Controlador PI de la tensión dc</b>			
$k_p$	-1.918		Ganancia proporcional
$k_i$	-206.23		Ganancia integral

Se observa que el mínimo TRD se obtiene cuando  $k_1 = 20$ . Por lo tanto, se emplea este valor. La figura 4b muestra una superficie 3D de las corrientes simuladas del inversor en función del tiempo y la ganancia  $k_1$ . En esta figura se puede observar cómo mejora la forma de onda de la corriente del inversor a medida que aumenta la ganancia  $k_1$ .



a) Reducción del TRD del inversor en función de la ganancia  $k_1$ .



b) Superficie que muestra la reducción del rizado de la corriente.

Figura 4 Diseño de la ganancia  $k_1$  usando un barrido en simulación.

La ganancia  $k_2$  se calcula asumiendo que solo se conocen los armónicos de fondo de la red. Todas las demás perturbaciones son desconocidas, es decir, ecuación 16.

$$\delta = e + \Delta v + B^{-1} \left( Ai - \frac{di^*}{dt} \right) = e + \xi \quad (16)$$

Donde el vector  $\xi$  contiene las no linealidades del inversor y las perturbaciones no consideradas. El vector  $\xi$  es desconocido, pero se asume que el valor rms de su derivada está acotado por  $M$ , es decir  $\|d\xi/dt\| \leq M$ . Bajo estos supuestos, y empleando ecuación 14, se obtiene la relación para diseñar a  $k_2$ , ecuación 17.

$$k_2 > \left\| \frac{de}{dt} \right\| + \left\| \frac{d\xi}{dt} \right\| = \frac{2\pi}{T} \sqrt{3 \sum_{n=1}^{\infty} n^2 e_n^2 + M} > \left\| \frac{d\delta}{dt} \right\| \quad (17)$$

Donde  $e_n$  es la  $n$ -ésima componente armónica de las tensiones de la red. Por sencillez, en ecuación 17 se emplean las componentes armónicas de una de las tensiones de la red en marco de referencia  $abc$ . A pesar de que esto es una buena aproximación, en realidad se deberían ocupar las componentes armónicas de la red en marco de referencia síncrono, como se explica en [Memije, 2021]. Obtener las componentes armónicas  $abc$  de las tensiones de la red es fácil ya que en la norma IEEE 519 [IEEE-519, 2014] se establece que para una red operando a tensiones menores a 1 kV, la THD máxima de las componentes individuales es 5%. En base a esto, se asume que solo existen el 5% de THD de cada una de las primeras 25 componentes armónicas. Se ignoran las componentes triplas y las componentes de secuencia cero ya que el convertidor es de tres fases tres hilos. La tensión de línea rms de la red es  $V_{LL} = 140 \text{ V}$ . La cota superior de las perturbaciones desconocidas  $M$  se asume igual a 100,000. En base a las consideraciones anteriores, la ganancia  $k_2$  se calcula usando ecuación 17.

$$k_2 = 5 \times \frac{2\pi 60}{100} V_{LL} \sqrt{3(5^2 + 7^2 + 11^2 + 13^2 + 17^2 + 19^2 + 23^2 + 25^2)} + 37,17 = 250,000$$

### 3. Resultados

#### Configuración de simulación

Las simulaciones se realizan en MATLAB/simulink, donde el inversor simulado está compuesto por 6 IGBT, y se conmuta a 40 kHz utilizando PWM asimétrico de muestra regular. El sistema de control se implementa digitalmente usando código C, muestreado a 80 kHz. Se compara el controlador PI mostrado por la figura 2a con el CST, mostrado por la figura 2b. En todas las simulaciones, el inversor inyecta 15 A de potencia reactiva (corriente del eje q), en la red porque la corriente del eje d regula la tensión del bus de CD, como se muestra la figura 2c. Los parámetros del sistema y las ganancias de control se enlistan en la tabla 1.

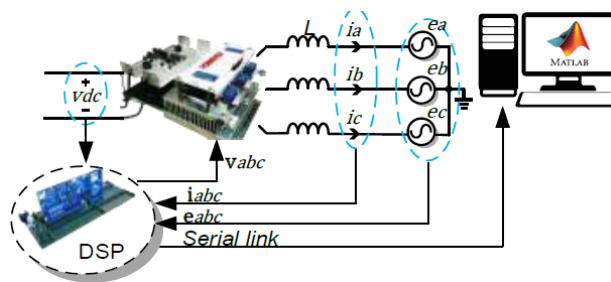
#### Configuración de experimental

El equipo de laboratorio utilizado para obtener los resultados experimentales es mostrado en la figura 5a. En la figura 5b se muestra el diagrama de conexión del

convertidor donde se ilustran el flujo de energía y las señales de control. Esta configuración está compuesta por un convertidor trifásico de dos niveles modelo POW-R-PAK PP75T120 y un procesador de señal digital modelo TMS320f28379D. Se usa control vectorial orientado a la tensión de la red. Se emplea conmutación PWM de muestra asimétrica regular a 40 kHz. Se compara el controlador PI mostrado por la figura 2a con el CST, mostrado por la figura 2b. El sistema de control digital del inversor es muestreado a 80 kHz. En todos los experimentos, el inversor inyecta 15 A de potencia reactiva (corriente del eje q). La corriente del eje d se emplea para regular la tensión del bus de CD, como se muestra la figura 2c. Todos los integradores y filtros digitales se implementan en el DSP utilizando la aproximación de Tusting. Todos los parámetros y ganancias del sistema se enlistan en la tabla 1.



a) Foto del laboratorio.



b) Diagrama de conexión

Figura 5 Equipo del laboratorio empleado para obtener resultados experimentales.

### El 5º armónico de la red simulado

El CST propuesto se simula utilizando el diagrama de control vectorial que se muestra en la figura 2. Las tensiones de la red eléctrica utilizados se muestran en la figura 6a, donde se observa que las tensiones están contaminadas con un 5 % de THD de la 5ª componente armónica de secuencia negativa.

Las corrientes del inversor obtenidas bajo estas circunstancias de la red se muestran en la figura 6b, que muestra dos casos: cuando se utiliza el control PI y cuando se utiliza el CST propuesto. Observe cómo, a diferencia del control PI, el CST rechaza completamente los efectos de los armónicos de fondo de la red. Así,

el TRD del inversor se reduce de 15.53% a solo 1.90%, como se muestra en figuras 6c y 6d. Por lo tanto, las corrientes del inversor recuperan su forma sinusoidal como se observa en la figura 6b.

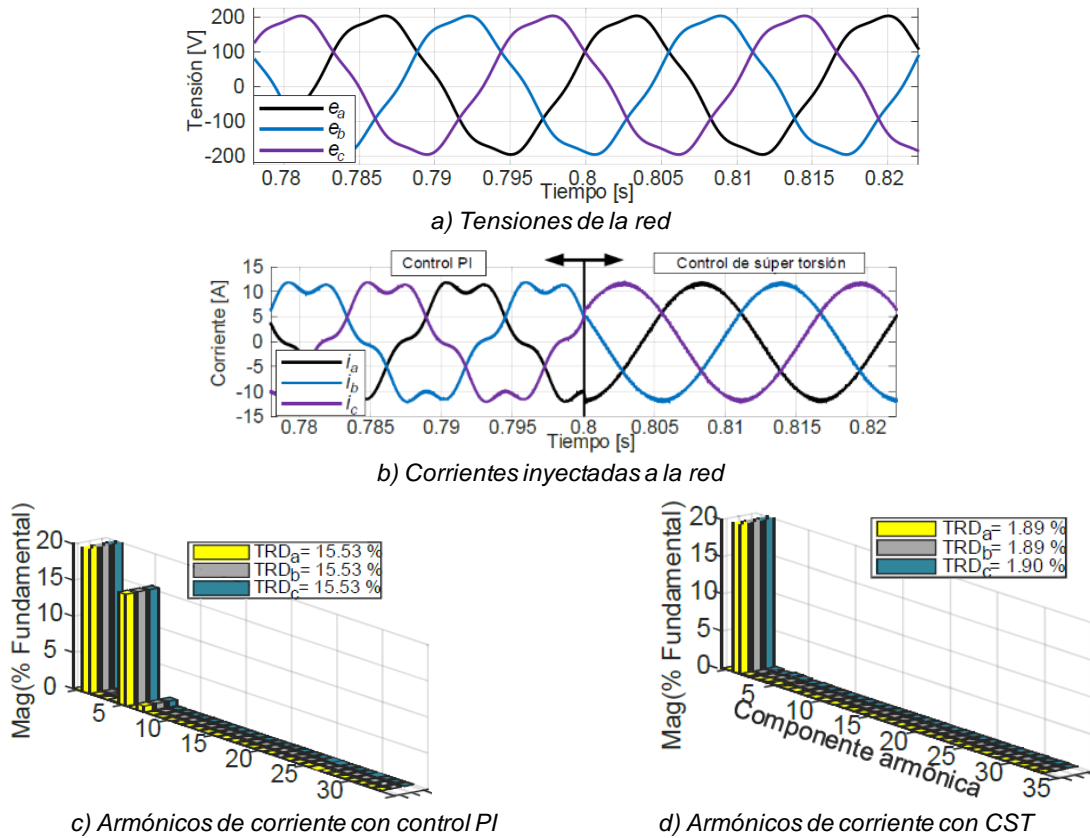
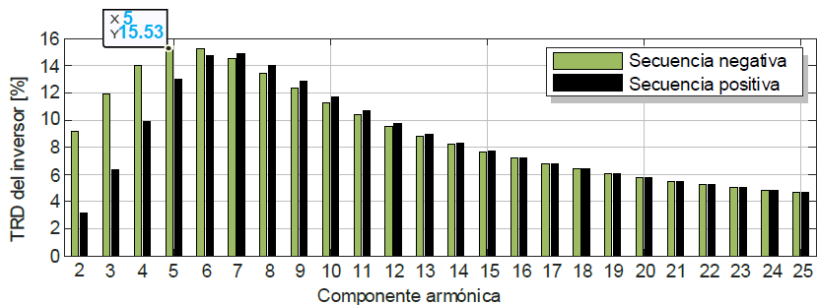


Figura 6 Resultados de simulación de la comparación entre el control PI y el CST.

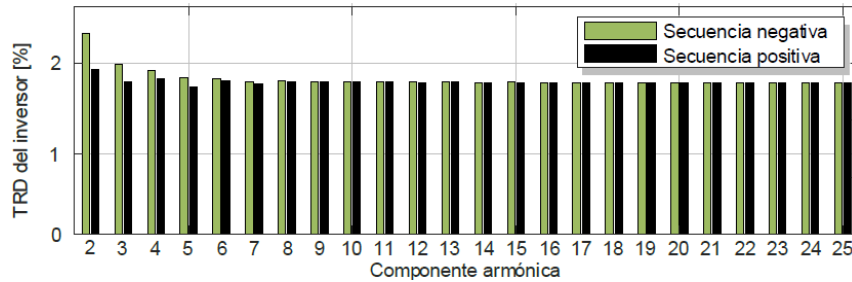
### Barrido armónico simulado

Se realiza un barrido de armónicos contaminando las tensiones de la red con un 5% de THD de armónicos en el orden entre el 2º y el 25º uno a la vez. De cada simulación se obtiene el TRD de las corrientes del inversor y se grafica en figura 7. En este barrido se consideran componentes de secuencia positiva y negativa porque ambas secuencias están presentes en cada armónico del sistema cuando existen desbalance en cada componente armónica trifásica. Los resultados del barrido armónico con control PI se presentan en la figura 7a, donde la corriente de salida del inversor TRD es diferente para diferentes componentes armónicos de la red. Se observa un TRD máximo de 15.53% y un TRD mínimo de 3%. La figura 7b

muestra el TRD de las corrientes de salida del inversor cuando se utiliza el CST propuesto. El CST es capaz de suprimir cualquier componente armónico de la red y mantiene la TRD por debajo del 2%, como se puede observar en la figura 7 b). Sin embargo, el segundo componente armónico de secuencia negativa produce sorprendentemente el TRD más alto. Por lo tanto, el segundo componente armónico puede ser más difícil de rechazar que cualquier otro componente armónico de las tensiones de la red.



a) TRD del inversor en función de la frecuencia del armónico de la red usando control PI

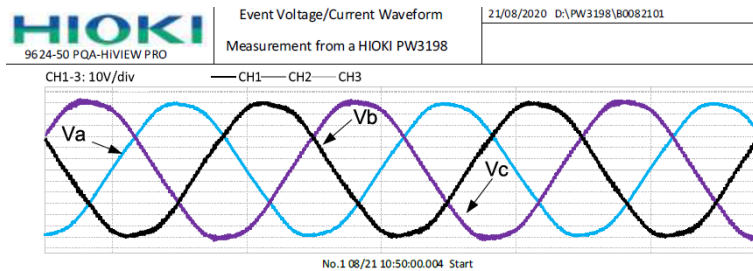


b) TRD del inversor en función de la frecuencia del armónico de la red usando CST

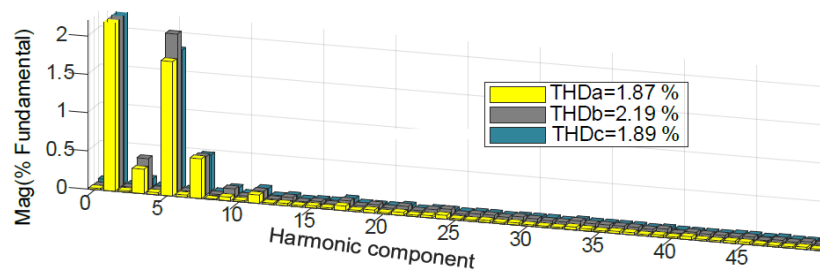
Figura 7 Barrido armónico de la red usando control PI y el CST propuesto.

### Tensiones experimentales de la red

La medición de las tensiones de la red del laboratorio se muestra en la figura 8a. En la figura 8b se muestra el espectro armónico de las tensiones mostradas por la figura 8a, donde se observa un THD de 2.19%. Se observa cómo están presentes las componentes del 3º, 5º y 7º armónico. Además, se debe observar en la figura 8b que los armónicos presentes en la red eléctrica son desbalanceados, lo que indica que existen componentes de secuencia positiva, negativa y cero de cada uno de estos armónicos. Esta red contaminada por armónicos se utiliza como fuente trifásica para demostrar los beneficios del uso del CST en este trabajo.



a) Graficas en el tiempo de las tenciones de la red



b) Espectro armónico de las tenciones de la red

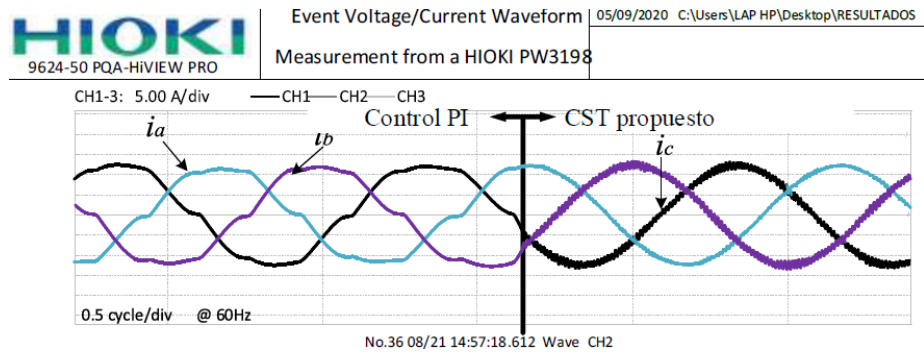
Figura 8 Medición experimental de las tenciones de la red.

### Rechazo experimental de las perturbaciones del sistema

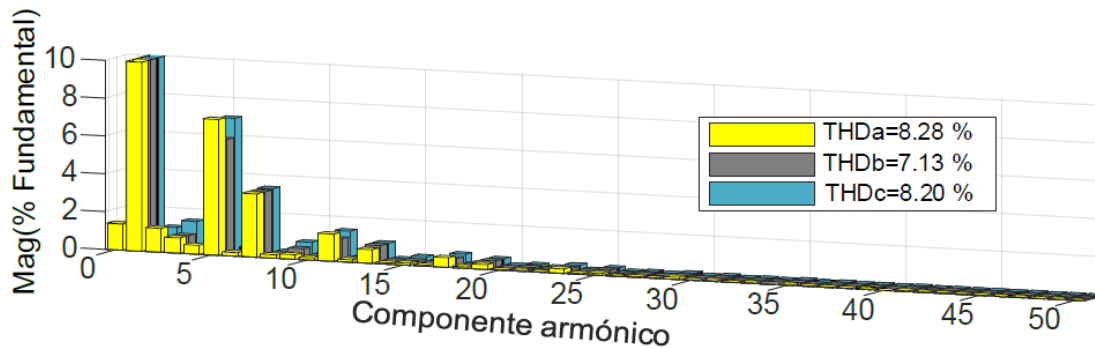
En este experimento, el tiempo muerto del inversor se estipula como 0.4  $\mu$ s (tiempo mínimo seguro para el inversor utilizado), la frecuencia de conmutación del convertidor se establece en 40 kHz y se inyecta a la red una potencia reactiva igual a 2 kVAR. La figura 9a muestra las corrientes del inversor para dos casos: cuando se usa control PI y cuando se usa el CST propuesto. Cuando se utiliza el control PI, las corrientes del inversor presentan una TRD del 8.28% debido a los armónicos de fondo de la red.

Observe cómo, a diferencia del control PI, el CST rechaza los armónicos de fondo de la red de manera eficiente y, por lo tanto, el TRD del inversor se reduce de 8.28% a 1.88%. El espectro armónico de las corrientes del inversor, obtenido mediante el control PI, se muestra en la figura 9b.

El espectro armónico de las corrientes del inversor obtenido mediante el control PI se muestra en la figura 9c. Compare la figura 9b y la figura 9c y observe cómo se rechazan los armónicos pares e impares. Los armónicos pares en las corrientes del inversor están más severamente penalizados por la norma [IEEE-1547, 2018]. Por lo tanto, el rechazo de armónicos pares es una ventaja importante del CST propuesto.



a) Graficas en el tiempo de la corriente del inversor



b) Espectro armónico de las Corrientes del inversor con control PI

Figura 9 Resultados de experimentales de la comparación entre el control PI y el CST.

## 4. Discusión

La propiedad de insensibilidad del CST propuesto permitió que el sistema de control del inversor sea insensible a las perturbaciones armónicas más comunes que afectan la calidad de la energía inyectada a la red. Esto se demuestra en simulación en la figura 6 para el 5º armónico de tensión de secuencia negativa de la red. Y también se demuestra para todas las tensiones armónicas de la red en la figura 7. La propiedad de insensibilidad del CST se demuestra experimentalmente en la figura 9. El CST es capaz de rechazar los armónicos de tiempo muerto, los armónicos de fondo de la red y las perturbaciones desconocidas en los resultados experimentales. Todos los resultados obtenidos demuestran las excelentes propiedades del CST para el rechazo de perturbaciones armónicas. Y más importante, el CST es capaz de rechazar los armónicos pares de la corriente del inversor. Los armónicos pares ocurren cuando hay desbalances en el sistema. Estos armónicos pares son severamente penalizados, en especial el segundo armónico de corriente [IEEE-1547, 2018].



## 5. Conclusiones

El CST propuesto presentó un rendimiento robusto en presencia de armónicos de fondo de la red eléctrica, los armónicos de tiempo muerto y variaciones de parámetros del sistema. Mediante el uso del CST como lazo de control de corriente del inversor trifásico conectado a la red, la calidad de la energía se incrementó cuando se compara el rendimiento del CST propuesto con control PI convencional. Con control PI, la corriente de salida del convertidor TRD aumentó hasta un 15.5%. Por el contrario, el algoritmo CST propuesto aumentó la calidad de la energía al mantener el TRD de la corriente de salida del inversor por debajo del 1.8% en presencia de un 5% de THD individual de los armónicos de la red, como lo dicta la norma IEEE 1547-2018. Finalmente, algo que no se mencionó en el artículo fue la capacidad del CST para rechazar las perturbaciones interarmónicas. Esto se debe a que la propiedad de insensibilidad no está restringida por la frecuencia fundamental del sistema. El rechazo de perturbaciones interarmónicas es un tema importante en sistemas conectados a la red eléctrica que usan convertidores espaldas con espaldas, por ejemplo, los sistemas de conversión de energía eólica, los transformadores de estado sólido, los sistemas fotovoltaicos, etc. El estudio de la propiedad de rechazo interarmónico del CST se propone como un trabajo futuro.

## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Gudey, S. K., Gupta, R., (2014). Second order sliding mode control for a single phase voltage source inverter. TENCON 2014 - 2014 IEEE Region 10 Conference. doi:10.1109/TENCON.2014.7022439.
- [2] Guo, B., Su, M., Sun, Y., Wang, H., Dan, H., Tang, Z., & Cheng, B., (2019). A Robust Second - Order Sliding Mode Control for Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Voltage Source Inverter. IEEE Access, 7, 53202 - 53212.
- [3] Memije, D., Rodríguez, J. J., Carranza, O., Ortega, R., (2018). Two Degrees of Freedom Controller Design of a Grid-Side Converter for Injecting Wind Energy Into the Grid. 2018 IEEE 38th Central America and Panama Convention (CONCAPAN XXXVIII). doi:10.1109/CONCAPAN.2018.8596601.

- [4] IEEE-1547, (2018). IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. (Revision of IEEE Std 1547-2003).
- [5] IEEE-519, (2014). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Power and Energy Society.
- [6] Kang, S. W., Kim, K. H., (2015). Sliding mode harmonic compensation strategy for power quality improvement of a grid-connected inverter under distorted grid condition. *IET Power Electronics*, 8(8), 1461 - 1472.
- [7] Luo, W., Zhao, T., Li, X., Wang, Z., Wu, L., (2019). Adaptive super-twisting sliding mode control of three-phase power rectifiers in active front end applications. *IET Control Theory & Applications*, 13(10), 1483 - 1490.
- [8] Memije, D., Oscar, C., Rodríguez, J. J., Ortega, R., Peralta, E., (2021). Inverter harmonic perturbations rejection in renewable energy conversion systems applying a super-twisting algorithm. *IET Renewable Power Generation*, 15(7), 1483 - 1497.
- [9] Oppenheim, A. V., Schafer, R. W., (2010). *Discrete-Time Signal Processing*. Pearson Hall.
- [10] Osgood, B., (2007). *The Fourier Transform and its Applications*. Lecture Notes for EE 261, Electrical Engineering Department of Stanford University.
- [11] Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., Levant, A., (2014). *Sliding Mode Control and Observation*. New York: Birkhäuser Basel.
- [12] Shtessel, Y., Taleb, M., Franck, P., (2012). A novel adaptive-gain super-twisting sliding mode controller: Methodology and application. *ELSEVIER Automatica*, 48(5), 759 - 769.
- [13] Sinvula, R., Abo-Al-Ez, K. M., Kahn, M. T., (2019). Harmonic Source Detection Methods: A Systematic Literature Review. *IEEE Access*, 7, 74283 - 74299.
- [14] Zong, X., Gray, P. A., & Lehn, P. W., (2016). New Metric Recommended for IEEE Standard 1547 to Limit Harmonics Injected Into Distorted Grids. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(3), 963 - 972.