

**COMPARATIVA DE LAS TÉCNICAS DE INYECCIÓN DEL TERCER
ARMÓNICO Y ONDA SINUSOIDAL CON TRIANGULAR EN
INVERSORES DE POTENCIA Y SU IMPACTO SOBRE LOS
PARÁMETROS DE ESTADO ESTABLE EN UNA RED DE DISTRIBUCIÓN**

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE QUITO**

**CARRERA:
INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**Trabajo de titulación previo a la obtención del título de
INGENIERO ELÉCTRICO**

**TEMA:
COMPARATIVA DE LAS TÉCNICAS DE INYECCIÓN DEL TERCER
ARMÓNICO Y ONDA SINUSOIDAL CON TRIANGULAR EN
INVERSORES DE POTENCIA Y SU IMPACTO SOBRE LOS
PARÁMETROS DE ESTADO ESTABLE EN UNA RED DE DISTRIBUCIÓN**

**AUTOR:
CARLOS ANDRÉS MUÑOZ SILVA**

**TUTOR:
MANUEL DARÍO JARAMILLO MONGE**

Quito, julio 2020

Carlos Andrés Muñoz Silva

COMPARATIVA DE LAS TÉCNICAS DE INYECCIÓN DEL TERCER ARMÓNICO Y ONDA SINUSOIDAL CON TRIANGULAR EN INVERSORES DE POTENCIA Y SU IMPACTO SOBRE LOS PARAMETROS DE ESTADO ESTABLE EN UNA RED DE DISTRIBUCIÓN

Universidad Politécnica Salesiana
Ingeniería Eléctrica

Breve reseña historia e información de contacto:



Carlos Andrés Muñoz Silva (Y'1989). Realizó sus estudios secundarios en el Colegio Central Técnico donde obtuvo el título de Bachiller Técnico en Electrónica. Egresado de la Carrera de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Politécnica Salesiana.

cmunozs@est.ups.edu.ec

Dirigido por:



Manuel Darío Jaramillo Monge (Y'1990). Realizó sus estudios superiores en la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE de Quito, donde se graduó de Ingeniero Electrónico en Automatización y Control en el 2014. Además, cursó estudios de posgrado en la Universidad de Newcastle, Reino Unido, donde obtuvo el título en Máster en Electrical Power. Actualmente es profesor ocasional a tiempo completo de la Universidad Politécnica Salesiana.

mjaramillo@ups.edu.ec

Todos los derechos reservados:

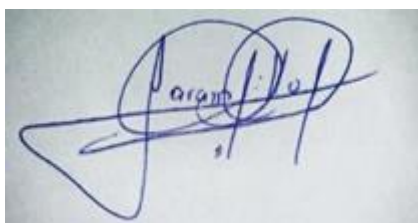
Queda prohibida, salvo excepción prevista en la ley, cualquier forma de reproducción, difusión de este texto con fines académicos o investigativos por cualquier medio, con la debida notificación a los autores.

DERECHOS RESERVADOS ©2020
Universidad Politécnica Salesiana
QUITO-ECUADOR

DECLARATORIA DE COAUTORÍA DEL DOCENTE TUTOR/A

Yo, Manuel Darío Jaramillo Monge declaro que bajo mi dirección y asesoría fue desarrollado el trabajo de titulación “*Comparativa de las Técnicas de Inyección del Tercer Armónico y Onda Sinusoidal con Triangular en Inversores de Potencia y su Impacto sobre los Parámetros de Estado Estable en una Red de Distribución*” realizado por Carlos Andrés Muñoz Silva, obteniendo un producto que cumple con todos los requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana para ser considerados como trabajo final de titulación.

Quito, julio de 2020



.....

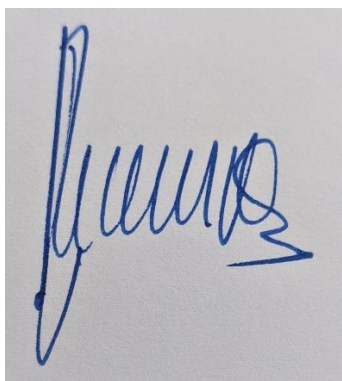
Manuel Darío Jaramillo Monge
Cédula de identidad: 1714298005

CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR

Yo, Carlos Andrés Muñoz Silva, con documento de identificación N°1723734164, manifiesto mi voluntad y cedo a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que soy autor del trabajo de grado intitulado: “*Comparativa de las Técnicas de Inyección del Tercer Armónico y Onda Sinusoidal con Triangular en Inversores de Potencia y su Impacto sobre los Parámetros de Estado Estable en una Red de Distribución*”, mismo que ha sido desarrollado para optar por el título de: Ingeniero Eléctrico, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En aplicación a lo determinado en la Ley de Propiedad Intelectual, en mi condición de autor me reservo los derechos morales de la obra antes citada. En concordancia, suscribo este documento en el momento que hago entrega del trabajo final en formato digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Firma



.....
Carlos Andrés Muñoz Silva

Cédula: 1723734164

Quito, julio de 2020

1.INDICE GENERAL

1.Introducción	2
2.Marco Teórico.....	3
2.1 Inversor de Potencia Tipo DC-AC.....	3
2.2 Inversor de Voltaje Monofásico.....	4
2.3 Inversor tipo puente H incompleto (Half-Bridge Inverter).....	4
2.4 Inversor tipo puente H completo (Full-Bridge Inverter).....	5
2.5 Inversor de voltaje trifásico	6
2.6 Modulación de voltaje PWM.....	7
2.7 Técnica de modulación escalar por comparación de onda sinusoidal con triangular PWM	8
2.8 Modulación por comparación triangular bipolar o CB-SPWM para inversores trifásicos (SPWM)	9
2.9 Modulación mediante inyección del tercer armónico (THPWM)	10
3. Planteamiento del problema.....	11
4. Casos de estudio.....	12
4.1 Sincronización de la DGs a la red en la barra 13 con modulaciones de voltaje SPWM y THPWM, sin fluctuación de carga.....	12
4.2 Acoplamiento de DGs en la red con fluctuación de carga y modulación SPWM	15
4.3 Acoplamiento de DGs en la red con fluctuación de carga y modulación THPWM	16
5. Análisis de resultados	16
5.1 Análisis y comparación de resultados, caso de estudio 4.1	16
5.3 Análisis y comparación de resultados, caso de estudio 4.3	18
5.4 Análisis y comparación de resultados, casos de estudio 4.2 y 4.3.....	19
6. Conclusiones	20
7. Trabajos futuros	21
8. Referencias.....	21
1. ESTADO DEL ARTE.....	25
2. RESUMEN DE INDICADORES	28

2. INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Etapa básica de un convertidor PWM trifásico en modo inversor con carga resistiva	3
Figura 2. Etapa de un inversor trifásico con conmutadores ideales.....	3
Figura 3. Configuración de un inversor de voltaje monofásico con etapa de conmutación ideal.	4
Figura 4. Configuración de un inversor de voltaje tipo puente H incompleto.....	5
Figura 5. La figura (a) muestra cual es el sentido de la corriente cuando se encuentra activado Q1 en un tiempo T1, en la figura (b) se muestra el sentido de la corriente cuando se encuentra activado Q2 en un tiempo T2.	5
Figura 6. Esquema de un inversor tipo puente H completo.	6
Figura 7. Esquema de un inversor de voltaje trifásico con filtro de salida y capacitores de enlace.....	7
Figura 8 . Señal de referencia moduladora en color rojo y carrier con la que se realiza la comparación en color azul.....	9
Figura 9. Resultado de comparación entre la señal moduladora y carrier	9
Figura 10. Forma de onda con modulación por comparación triangular en cada fase del inversor, con ángulo de desfase de 120 grados cada una.	10
Figura 11. Forma de onda con modulación mediante inyección del tercer armónico en un inversor trifásico.....	10
Figura 12. Esquema unifilar de la red estándar sin DGs.....	11
Figura 13. Esquema unifilar de la generación distribuida DGs	12
Figura 14. Esquema unifilar de la generación distribuida con DGs	13
Figura 15. Voltaje de la red en color azul y voltaje de la DGs mediante modulación SPWM en color rojo con un tiempo de simulación de 0.1s.....	13
Figura 16. Ondas en fase del voltaje de la red y el voltaje de la DGs mediante modulación SPWM con un tiempo de simulación de 0.2s	13
Figura 17. Voltaje de la red en color azul y el voltaje de la DGs mediante modulación THPWM en color rojo con un tiempo de simulación de 0.1s.....	14
Figura 18. Ondas en fase del voltaje de la red y el voltaje de la DGs mediante modulación THPWM con un tiempo de simulación de 0.1s	14
Figura 19. Forma de onda de la potencia en una de las fases de la red con fluctuación de carga	15
Figura 20. Forma de onda de potencia en una de las fases de la red con fluctuación de carga	16
Figura 21. Variación de voltaje en la red con modulación SPWM	17
Figura 22. Variación de voltaje en la red con modulación THPWM	17
Figura 23. Variación de voltaje en la red con ambas modulaciones.....	17
Figura 24. Variación de potencia activa en la red con ambas modulaciones.....	17
Figura 25. Variación de potencia activa en la red con modulación SPWM y fluctuación de carga	18
Figura 26. Variación de corriente en la red con modulación SPWM y fluctuación de carga	18
Figura 27. Variación de potencia activa en la red con modulación THPWM y fluctuación de carga	18

Figura 28. Variación de corriente en la red con modulación THPWM y fluctuación de carga	19
Figura 29. Caídas de voltaje en la red mediante ambas modulaciones con fluctuación de carga	19
Figura 30. (a) variación carga de 100 kW (b) variación carga de 200 kW (c) variación carga de 300 kW	19
Figura 31. (a) Formas de onda de potencias en el inversor con modulación SPWM en color azul y THPWM en color rojo (b) Variación de potencia en el inversor	20
Figura 32. (a) Potencias en una de las fases de la red con fluctuación de carga (b) Corrientes en la red con fluctuación de carga	20
Figura 33. Resumen e indicador de la temática	28
Figura 34. Indicador de formulación del problema.....	29
Figura 35. Indicador de solución.	30

3. INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Tabla de relación de voltajes en el inversor.....	4
Tabla 2. Tabla de Estados de los posibles valores de conmutación de Q1 y Q2.....	5
Tabla 3. Tabla de estados de los posibles valores de conmutación de Q1,Q2,Q3 Q4.	6
Tabla 5. Estado actual de los nodos con carga puntual de la red sin DGs.....	11
Tabla 6. Estado actual de los nodos con carga distribuida de la red sin DGs.....	11
Tabla 7. Tabla de características principales de la red de distribución DGs.	12
Tabla 8. Tabla de valores reales RMS	14
Tabla 9. Tabla de valores reales RMS	15
Tabla 10. Tabla de fluctuación de carga	15
Tabla 11. Tabla de potencias en la red y DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS.....	15
Tabla 12. Tabla de voltajes y corrientes en la red más DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS	15
Tabla 14. Tabla de voltajes y corrientes en la red y más DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS.....	16

COMPARATIVA DE LAS TÉCNICAS DE INYECCIÓN DEL TERCER ARMÓNICO Y ONDA SINUSOIDAL CON TRIANGULAR EN INVERSORES DE POTENCIA Y SU IMPACTO SOBRE LOS PARÁMETROS DE ESTADO ESTABLE EN UNA RED DE DISTRIBUCIÓN

Resumen

La distribución de energía eléctrica en la actualidad cuenta con nuevas formas de generación limpia en el campo de las energías renovables, por citar un ejemplo la fotovoltaica que funciona mediante paneles solares. En algunos casos las energías renovables producen corriente eléctrica continua para lo cual la implementación de un conversor de potencia es necesario ya que este funciona como un inversor el cual invertirá la corriente de entrada para obtener una corriente AC a la salida que se ajuste a las necesidades requeridas y así poder distribuirla hacia el consumidor final.

En este artículo se analizará convertidores de potencia sujetos a diferentes tipos de modulación tales como: modulación de voltaje con inyección del tercer armónico y onda sinusoidal con triangular. Las modulaciones se implementan en casos de estudio, para posteriormente realizar las simulaciones integradas a una red estándar. La investigación propone un análisis comparativo entre las dos técnicas de modulación, posterior a esto se analizan los resultados y se concluye que técnica ofrece un mejor desempeño en cuanto a pérdidas por corriente, potencia y caídas de voltaje en la red estándar.

Palabras Clave: Modulación de voltaje, caídas de voltaje, pérdidas de potencia, SPWM, THPWM.

Abstract

Since the last couple of years, electric power distribution systems have found new forms of clean energy generation, these technologies are wide known as renewable energies (such as photovoltaic and wind generation). In some cases, the renewable energies produce electricity as a DC current, for which it is necessary to implement converters in order to transform the DC current into AC current and by doing this the renewables can be connected to the network. These converters have different technologies but all of them have in common the capacity to control magnitude of voltage, current and frequency (according to the AC network).

This article is going to analyze two converters that are based on voltage modulation, the first one the third harmonic injection and the second one sine wave with triangular comparison. Both converters are implemented in study cases, and then they are simulated and integrated to an AC system. Finally, this work proposes a comparative analysis of these two modulation techniques according to parameters such as current, power and voltage network losses so that the best performance into the network is shown as a result.

Key Words: Voltage modulation, voltage drops, power losses, SPWM, THPWM.

1. Introducción

Los diferentes tipos de energías renovables que se están implementando en la actualidad obligan a un desarrollo rápido de la electrónica de potencia. La modulación de voltaje en los convertidores de potencia es indispensable para la distribución de la energía producida con estos generadores (que pueden ser desde generadores eólicos hasta celdas fotovoltaicas), estos generadores por lo general producen una corriente continua DC, la que debe ser convertida a una corriente eléctrica alterna AC para su distribución. Los diferentes tipos de convertidores de potencia AC-DC, DC-AC que utilizan métodos de modulación de voltaje para su implementación han ido evolucionando a lo largo de la historia dependiendo de las necesidades que los usuarios requieren[1][8].

La **modulación de voltaje del tipo PWM** o modulación por ancho de pulso y la **modulación del tipo SVM** o modulación en el espacio vectorial son las que se utilizan para controlar estos convertidores de potencia desde los más básicos hasta los más complejos como el MLC por sus siglas en inglés “multi-level converters”, que son los más utilizados en su mayoría para los sistemas de transmisión HVDC[1][26][27]. En este artículo la base de estudio son los inversores de voltaje del tipo DC-AC ya que estos se presentan en gran cantidad en el campo de la generación mediante energías renovables, este tipo de inversores de voltaje o VSC por sus siglas en inglés requieren de una modulación de voltaje del tipo PWM para obtener una forma de onda lo más cercana posible a una onda sinusoidal a una determinada frecuencia que en el caso de algunos

países de latino américa es de **60Hz**[1][20]. Previamente al análisis de los inversores del tipo DC-AC se debe tener claro cómo funciona la conversión mediante switching o conmutación, donde se utilizan semiconductores de potencia del tipo MOSFET o IGBT, es importante tener este conocimiento previo claro ya que en la conversión del tipo DC-AC la operación de conmutación es más compleja que la de los convertidores del tipo DC-DC.

En la actualidad las centrales de generación y distribución de energía cuentan con software de alta tecnología para monitorear las distintas redes que se encuentran en funcionamiento, por lo tanto, las simulaciones previas a la implementación de cualquier proyecto de generación o distribución son indispensables.

En este artículo se plantea un modelo que permite realizar la simulación de un inversor de voltaje VSC del tipo DC-AC y la modulación del mismo mediante dos técnicas de modulación, la comparación de onda sinusoidal con triangular (SPWM) y la inyección del tercer armónico (THPWM) en una red estándar IEEE de 13 barras teniendo en cuenta los distintos parámetros y elementos que conforman este proceso, posterior a esto se comparan los resultados entre las dos técnicas de modulación mediante un caso de estudio donde interviene una fluctuación de carga.

Es necesario tener en cuenta métodos como el incremento de la frecuencia de conmutación para así poder reducir el tamaño de los componentes reactivos pero que esto no afecte la energía en el proceso de conversión, para esto ya existen métodos de optimización como son los convertidores multinivel entre otras

topologías diferentes de conversión[6][17][18].

El análisis de modulación de voltaje para convertidores de potencia es la puerta para el estudio de los sistemas de transmisión HVDC que se quieren implementar en países como el plan de expansión energética en Colombia 2004-2020 que tiene previsto la interconexión eléctrica entre Colombia y Panamá, es por este motivo que se debe analizar todo lo relacionado con la generación y transmisión DC, siendo una etapa de gran importancia la conversión de energía[1-18].

2. Marco Teórico

2.1 Inversor de Potencia Tipo DC-AC

Un inversor de potencia tiene como finalidad transformar la tensión de entrada que es una corriente directa a una tensión de salida de corriente alterna que puede tener una amplitud y frecuencia variable para la cual la modulación PWM es necesaria.

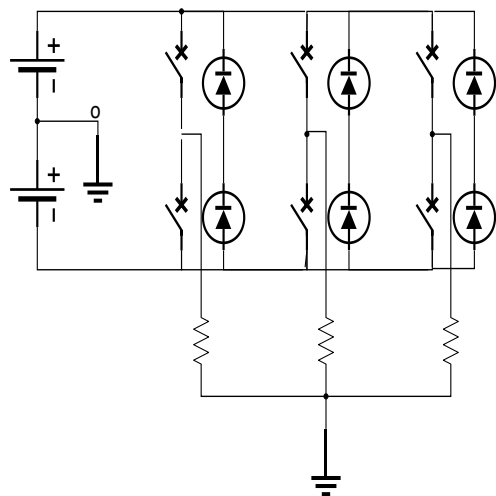


Figura 1. Etapa básica de un convertidor PWM trifásico en modo inversor con carga resistiva

Las formas de onda que se obtienen en un inversor de potencia vienen dadas al aplicar un voltaje DC positivo

directamente a través de la carga por un tiempo definido para posteriormente aplicar un voltaje DC negativo por el mismo tiempo, este tiempo determina la frecuencia a la que se encuentra el sistema, la finalidad de la conmutación en este inversor es repetir este proceso de cambio de polaridad las veces necesarias obteniendo así una frecuencia determinada.

Como la entrada al inversor es un voltaje DC al momento que se realiza la conmutación se produce un tipo de onda cuadrada con nivel positivo y negativo que haciendo uso de las series de Fourier se puede expandir hasta obtener una onda fundamental sinusoidal, la misma que está compuesta por varios armónicos a diferentes frecuencias altas o bajas que pueden ser filtradas[6].

En la figura 2 se muestra la etapa de un inversor trifásico con conmutadores ideales que mediante la modulación de voltaje que consiste en una secuencia de comparaciones entre la onda de referencia y la moduladora son las que controlan el inversor y dan como resultado la relación entre el voltaje de entrada y salida del inversor.

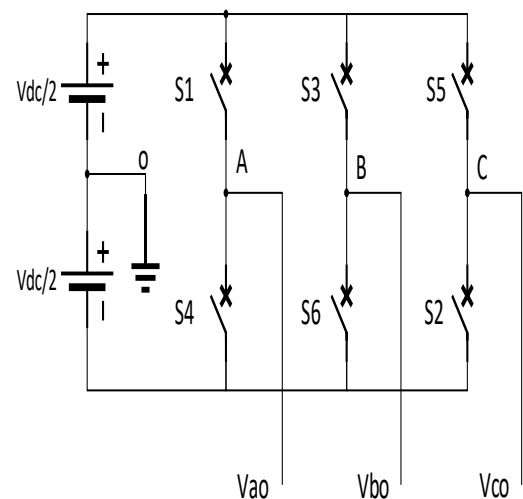


Figura 2. Etapa de un inversor trifásico con conmutadores ideales.

Mediante la conmutación de los interruptores ideales de la figura 2 se obtienen los datos que se muestran en la tabla 1:

S1	ON	V _{ao}	+0.5 V _{dc}
S3	ON	V _{bo}	+0.5 V _{dc}
S5	ON	V _{co}	+0.5 V _{dc}
S4	ON	V _{ao}	-0.5 V _{dc}
S6	ON	V _{bo}	-0.5 V _{dc}
S2	ON	V _{co}	-0.5 V _{dc}

Tabla 1. Tabla de relación de voltajes en el inversor

2.2 Inversor de Voltaje Monofásico

Este tipo de inversor alimenta una sola carga monofásica que bien podría ser inductiva en el caso de motores AC o resistiva. Como se puede observar en la figura.3 el inversor monofásico básico cuenta con una sola fuente de voltaje DC seguido de un bloque de conmutación ideal que se conecta en cada terminal de la carga, este tipo de inversor puede ser implementado mediante el llamado puente H que puede ser completo (Full-Bridge Inverter) o el incompleto (Half-Bridge Inverter) como se mostrará posteriormente en este artículo.

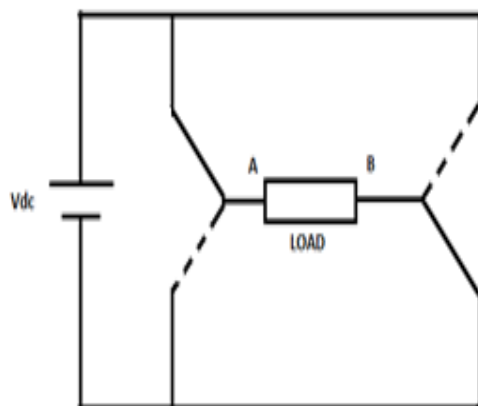


Figura 3. Configuración de un inversor de voltaje monofásico con etapa de conmutación ideal.

El voltaje obtenido en un inversor monofásico viene dado por la siguiente ecuación:

$$V_a(t) = E_m * \text{sen}(wt + \phi) \quad (1)$$

Siendo:

E_m : valor pico de tensión

w : frecuencia angular

ϕ : Angulo de desfaseamiento

2.3 Inversor tipo puente H incompleto (Half-Bridge Inverter)

Este tipo de inversor es el predecesor del inversor tipo puente H completo (Full-Bridge Inverter) y es el más básico de la familia de los inversores, está compuesto por una fuente DC y dos capacitores conectados en serie con sus polos positivo y negativo conectados al inicio y al final de dos MOSFET o IGBT de potencia que también están conectados en serie, estos son los que se encargan de realizar la función de conmutación, este tipo de inversor permite que exista una corriente unidireccional a través de la carga que se encuentra conectada entre la conexión en serie de la fuente DC y de los conmutadores transformando así estas conexiones a paralelo[6][7].

Hay que tener en cuenta que en este tipo de inversor el punto de conexión donde se encuentra la carga no cumple ninguna función en específico es por esto que puede ser utilizado como un punto de conexión a tierra o de referencia para inversores más complejos que utilizan DC-links para conformar múltiples niveles en DC [18].

En la tabla 2 se muestran los valores que se obtienen a la salida del inversor dependiendo del estado de los conmutadores, en este punto hay que tener en cuenta que cuando el estado de

los conmutadores son iguales ya sean 0,0 o 1, 1 el valor de la carga contradice las leyes de voltajes de Kirchhoff por lo tanto estos estados se deben evitar, ya que en el caso donde los conmutadores se encuentran ambos en un estado activo o 1,1 esto implica que existirá un estado shoot-through que en otras palabras vendría a ser un cortocircuito[6][25].

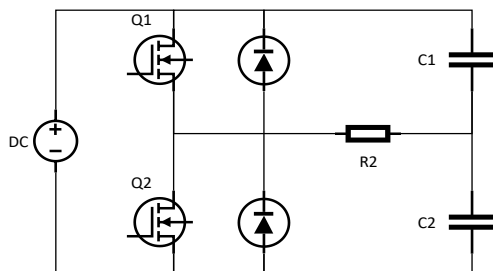


Figura 4. Configuración de un inversor de voltaje tipo puente H incompleto.

Q1	Q2	Vout
0	0	0
0	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$
1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
1	1	<i>corto circuito</i>

Tabla 2. Tabla de Estados de los posibles valores de conmutación de Q1 y Q2

Debido a que a los conmutadores no se les considera como switches o conmutadores ideales por su condición de elementos semiconductores van a tener un tiempo de retardo al momento de realizar la conmutación. El tiempo de retardo dará como resultado que por un breve tiempo se tenga activa la condición 0,0 y 1,1 que se presenta en la tabla anterior, por lo tanto se estarían **incumpliendo** las leyes de los voltajes de Kirchhoff en 0,0 o la condición shoot-through en 1,1, para corregir este error lo que se hace es conectar un

diodo en paralelo en cada conmutador lo que se logra con esto es crear un camino tipo bypass para que la corriente no pase por el conmutador que puede estar en proceso de cierre o apertura, así cuando se tenga la condición de operación en estado 0,0 o 1,1 la corriente va a tomar el camino de mayor conductividad que vendría a ser el diodo y así la condición 1,1 no se activa ya que la corriente no pasa por el conmutador[6-27]. Este proceso produce lo que se llama un tiempo muerto (dead-time) y se va a ver reflejado en la forma de onda que se obtiene en la salida produciendo una ligera distorsión en el pico de la onda cuadrada[25][27].

El sentido de las corrientes se muestra en la figura 5 según las condiciones de este tipo de inversor.

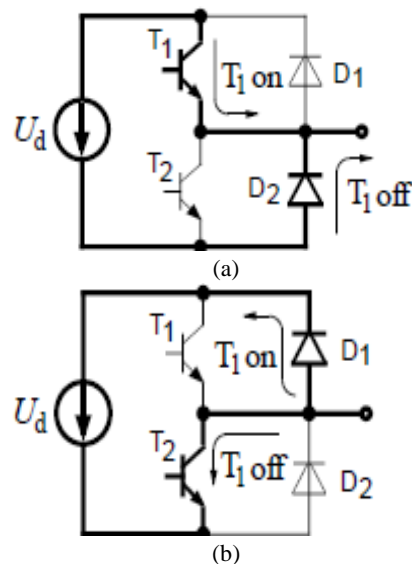


Figura 5. La figura (a) muestra cual es el sentido de la corriente cuando se encuentra activado Q1 en un tiempo T1, en la figura (b) se muestra el sentido de la corriente cuando se encuentra activado Q2 en un tiempo T2.

2.4 Inversor tipo puente H completo (Full-Bridge Inverter)

La estructura de este inversor está compuesta por la implementación de

dos puentes H incompletos, con la única diferencia que aquí no se tendrán dos capacitores conectados en serie en su lugar se conectan dos conmutadores por lo tanto el inversor estará compuesto por cuatro semiconductores para realizar la conmutación, este cambio hace que los conmutadores trabajen de manera complementaria y a diferencia del puente H incompleto el voltaje que se obtendrá a la salida será dos veces el voltaje V_{dc} del puente H incompleto.

Otra ventaja de este tipo de inversor es que debido al aumento de voltaje se reducen las corrientes de conmutación y de salida a la mitad lo que aumenta la eficiencia del inversor, también hace que se reduzcan los elementos conectados en paralelo que en aplicaciones con altos niveles de potencia se ve reflejado en los costos para la implementación del inversor[6-29].

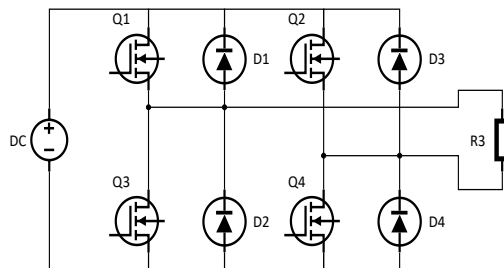


Figura 6. Esquema de un inversor tipo puente H completo.

Q1	Q2	Q3	Q4	Vout
1	1	0	0	V_{dc}
1	0	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc}$
0	1	0	1	0

Tabla 3. Tabla de estados de los posibles valores de conmutación de Q1,Q2,Q3 y Q4.

En la tabla 3 se observa que el resultado del inversor ya no es $V_{dc}/2$ como en el caso anterior debido a que

ya no se conectan los capacitores de enlace en serie y por lo tanto no existe ese punto neutro para poder conectar la carga.

2.5 Inversor de voltaje trifásico

Este tipo de inversor está diseñado para alimentar cargas trifásicas que por lo general son cargas inductivas como motores AC entre otras, la implementación de este inversor parte del inversor monofásico del tipo H incompleto que puede ser extendido para dos y tres fases que en el caso del trifásico tendrá tres corrientes balanceadas y desfasadas cada una 120° [6-28].

Los voltajes de fase para un inversor trifásico vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$V_a(t) = E * m * \text{sen}(\omega t) \quad (2)$$

$$V_b(t) = E * m * \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad (3)$$

$$V_c(t) = E * m * \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \quad (4)$$

La potencia que atraviesa el inversor está definida por:

$$P_{DC} = 2V_{DC} * I_{DC} \quad (5)$$

Los parámetros a considerar para el diseño de un inversor son los siguientes:

- Existen dos MOSFET o IGBT's de doble polaridad en un inversor monofásico para la conmutación.
- Existen tres MOSFET o IGBT's de doble polaridad en un inversor trifásico para la conmutación.
- Se pueden implementar el número de MOSFETS o IGBT's dependiendo del número de terminales que tenga la carga.

- Cada terminal de la carga está conectada a un polo del MOSFETS o IGBT

Cuando se obtiene la inversión mediante un proceso paso por paso la onda va a ser menos distorsionada por el efecto de armónicos debido a que se asemeja a la onda sinusoidal deseada.

Otra ventaja que se obtiene en los inversores multinivel es que a medida que existan más rangos de voltaje se pueden utilizar elementos para la conmutación de medio voltaje como son los IGBT donde hay una amplia gama comercial en cambio cuando no hay más niveles de voltaje se debe obtener elementos que puedan soportar niveles de voltaje muy altos y esto representa costos[23-35].

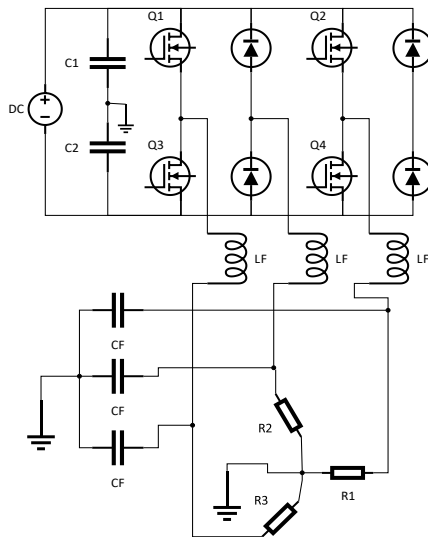


Figura 7. Esquema de un inversor de voltaje trifásico con filtro de salida y capacitores de enlace.

En el campo de la electrónica de potencia los inversores multinivel más estudiados son:

- Convertidores multinivel tipo puente H en cascada.
- Convertidores multinivel con capacitor flotante.

- Convertidores multinivel con capacitor flotante.
- Convertidores multinivel con diodo de sujeción.

2.6 Modulación de voltaje PWM

Hasta el momento se han revisado los diferentes tipos de convertidores que existen en el campo de la electrónica de potencia haciendo un especial enfoque en los inversores DC-AC ya que el objetivo de este artículo es poder simular convertidores de potencia que tengan energía renovable como fuente de generación, en conclusión, una vez hecho el análisis de los convertidores se deduce que ninguno de ellos da como resultado una onda sinusoidal pura a una frecuencia deseada.

La función de conmutación hace que la forma de onda se de en niveles de voltaje como se observa en el caso de los convertidores multinivel pero como se mencionó anteriormente en estos convertidores por más niveles que se agreguen la onda resultante nunca va a estar libre de armónicos.

Los armónicos en un sistema ya sea de generación o distribución hacen que se vuelva susceptible a mayores pérdidas por corrientes parasitas, esto a gran escala siempre se va a ver reflejado en costos de diseño e implementación y lo más importante que el sistema será ineficiente y vulnerable a daños. El efecto del voltaje producido por niveles da como resultado una onda pulsante y esto en máquinas como motores podría causar un torque pulsante que desestabiliza al motor, debido a estos problemas un inversor de voltaje va a estar compuesto por una etapa más que es la de modulación que se va a encargar mediante distintos métodos de modular la onda resultante del inversor hasta

obtener una onda sinusoidal pura a una frecuencia determinada.

La función principal de la etapa de modulación de voltaje es reducir el número de armónicos que se encuentran en la onda resultante del inversor, estos armónicos pueden ser seleccionados haciendo uso de las series de Fourier que nos permite descomponer una función en una suma infinita de funciones combinadas de senos y cosenos con frecuencias enteras.[28-41].

$$v(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (6)$$

El motivo de aplicar las series de Fourier en el estudio de la modulación de voltaje es obtener una onda fundamental sinusoidal a una frecuencia determinada que esté libre de **armónicos**, esta forma de onda está compuesta por las propiedades de simetría de media onda sin armónicos y por la simetría de cuarto de onda y se definen por las siguientes ecuaciones:

$$v(180 + \theta) = -v\theta \quad (7)$$

$$v(\theta_p + \theta) = v(\theta_p - \theta) \quad (8)$$

Donde:

θ_p : Es el pico de la onda fundamental.

Si la onda cumple con las propiedades descritas por las ecuaciones (7) y (8) entonces la onda será simétrica.

Las series de Fourier sirven como introducción para este capítulo ya que la **modulación de voltaje PWM** se basa relativamente en el principio de

una onda simétrica y en el cálculo de los armónicos fundamentales, así como también las corrientes armónicas que conforman una onda sinusoidal, debido a esto la descomposición de la onda es importante en el análisis[28].

2.7 Técnica de modulación escalar por comparación de onda sinusoidal con triangular PWM

Esta técnica de modulación de voltaje consiste en dar una frecuencia determinada de conmutación a los MOSFET o IGBT's que conforman la etapa de conmutación en el inversor, para obtener esta frecuencia de conmutación lo que se hace es comparar una señal de referencia sinusoidal y una señal portadora de forma triangular o diente de sierra, el objetivo de esto es que al momento de realizar la comparación se obtendrá como resultado un tren de pulsos este tren de pulsos estará a la frecuencia que se necesita para que los conmutadores realicen la conmutación y así poder obtener una onda sinusoidal deseada[28-44]. Cuando se realiza la comparación se obtendrá un rango de modulación y frecuencia que vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (9)$$

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (10)$$

La ecuación (9) indica el rango de modulación que se obtiene de la relación entre la amplitud de la onda de referencia y la amplitud de la onda portadora, en cambio la ecuación (10) es el rango de frecuencia que se obtiene de la relación de la frecuencia de la onda de referencia y la frecuencia

portadora .El rango de frecuencia es el que determina la cantidad de armónicos que tendrá la señal resultante, idealmente este valor tiene que ser mayor a 21 y la frecuencia de la portadora debe ser múltiplo de la frecuencia de referencia [28].

La **modulación de voltaje PWM** al momento de su implementación claramente altera como se mencionó antes la frecuencia de conmutación y con esto la eficiencia del inversor, por lo tanto, se pueden implantar algunas técnicas de modulación PWM para obtener menos **pérdidas** por conmutación y calentamiento y no alterar la pureza de la señal resultante[28][44][46].

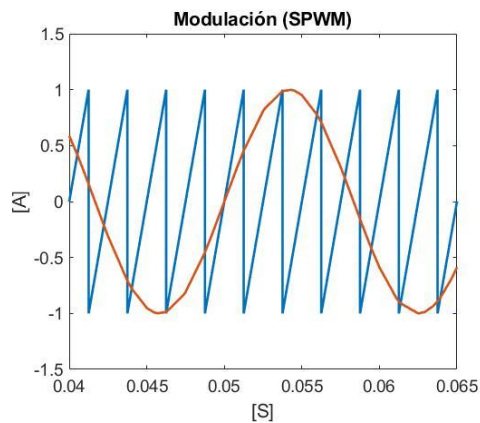


Figura 8. Señal de referencia moduladora en color rojo y portadora con la que se realiza la comparación en color azul

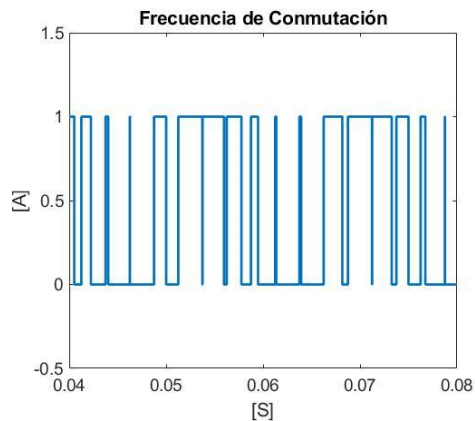


Figura 9. Resultado de comparación entre la señal moduladora y portadora

2.8 Modulación por comparación triangular bipolar o CB-SPWM para inversores trifásicos (SPWM)

Consiste en la comparación de una onda portadora triangular y tres ondas de referencia sinusoidales cada una desfasada 120° . Al igual que la anterior técnica esta comparación da como resultado un tren de pulsos con un ancho de banda que depende del tiempo de modulación y del voltaje deseado, este tipo de modulación se utiliza para cargas trifásicas que generalmente son inductivas[28].

La onda fundamental que se obtiene mediante esta técnica dentro del rango de modulación igual a 1 estará en el rango de los $\pi/4$, cuando sobrepasa la unidad se deduce que el inversor está trabajando fuera de zona lineal y alcanzará su valor máximo gradualmente[28-46].

En la figura 10 se muestra la modulación por comparación triangular en cada una de las fases, esto dará como resultado una frecuencia de conmutación igual a la figura 9 pero en cada una de las fases.

Como se mencionó anteriormente las series de Fourier nos permiten descomponer una función en sus componentes pares o impares combinadas entre senos y cosenos a frecuencias enteras, si se realiza la expansión de una onda cuadrada con amplitud pico de $V_{dc}/2$ que es lo que se utiliza en inversores con capacitores de enlace, su onda fundamental tendrá una amplitud de $2V_{dc}/\pi$, el índice de modulación que se obtendrá en este caso viene dado por la división de estas dos variables[46].

El máximo índice de modulación que se puede obtener mediante la técnica SPWM es:

$$MI(SPWM) = \frac{\frac{V_{dc}}{2}}{\frac{2V_{dc}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \approx 0.78 \quad (11)$$

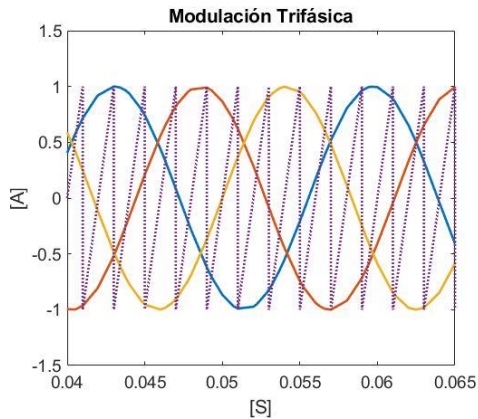


Figura 10. Forma de onda con modulación por comparación triangular en cada fase del inversor, con ángulo de desfase de 120 grados cada una.

2.9 Modulación mediante inyección del tercer armónico (THPWM)

La inyección de armónicos a una onda fundamental especialmente el 3ro se puede implementar en inversores trifásicos con neutro de carga flotante que alimentan una carga inductiva como un motor o generador, debido a la secuencia 0 que se obtiene en este inversor y a que la corriente en los bobinados de la carga depende de la tensión medida línea a línea se puede sumar estas señales a la señal de referencia sin que el voltaje de fase se vea afectado ya que mediante series de Fourier se puede expandir la onda fundamental y determinar que su tercer armónico no afecta a su amplitud, debido a que en este tipo de modulación en lugar de eliminar armónicos por el contrario se suman, los rangos de modulación pueden ser menores o pueden trabajar en sobre modulación dependiendo la necesidad sin que esto afecte la eficiencia del inversor además que se puede obtener un nivel de tensión mayor sin aumentar

el proceso de inversión DC-AC. La inyección de un tercer armónico aumenta la eficiencia del inversor en un 15% [41-46].

La forma de onda resultante con la suma de los armónicos de secuencia cero esta definida por la siguiente fórmula:

$$U_{rx_3} = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}(x) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \text{sen}(3x) \quad (12)$$

La fórmula (12) aplicada a cada una de las fases del inversor nos da como resultado los siguientes voltajes de fase:

$$V_{an} = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}(wt) + \frac{1}{6} \text{sen}(3wt) \quad (13)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \text{sen}(3wt) \quad (14)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \text{sen}(3wt) \quad (15)$$

Estos voltajes describen la siguiente forma:

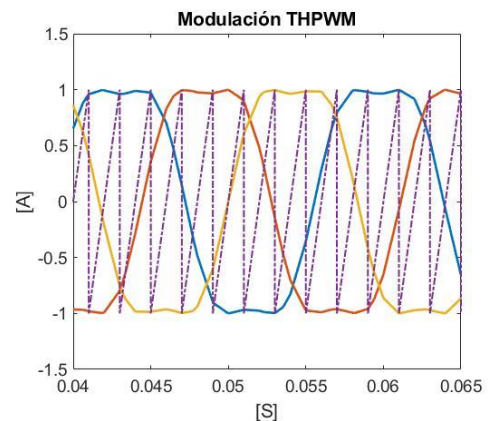


Figura 11. Forma de onda con modulación mediante inyección del tercer armónico en un inversor trifásico

3. Planteamiento del problema

El tipo de sistema que se utiliza para realizar las simulaciones según los diferentes casos de estudio del presente artículo es una red estándar IEEE compuesta por 13 barras, la red cuenta con un voltaje base de 4.6 kV y cada una de las barras alimentan cargas desbalanceadas con excepción de la barra número 13 que no alimenta ningún tipo de carga y es por este motivo que en este nodo se va a realizar la interconexión con la red distribuida DGs, posteriormente a la interconexión se sobrecargará el sistema con tres diferentes valores de carga resistiva para el consumo de potencia activa y se analizarán los resultados.

El sistema está conformado por 10 líneas aéreas y subterráneas, un transformador trifásico del tipo YY a 4.6/0.480 kV y bancos de capacitores en puntos del sistema que necesitan compensación reactiva.

Este tipo de red estándar ofrece una gran capacidad de convergencia para realizar pruebas con aplicaciones de potencia donde se incorporen generación distribuida con cargas desbalanceadas.

Red	Voltaje Base [Kv]	Carga pico[MV A] /No. de cargas instaladas	DGs [MV A]	Longitud [km]
13-bus	4.16	3.6/9	0	2.5

Tabla 4. Características principales del modelo estándar de la red sin DGs.

La tabla 4 muestra las características principales del modelo estándar sin la incorporación de la generación

distribuida, toda la información en detalle se puede encontrar en el documento de la “Power Engineering Society IEEE”, el mismo que es de acceso libre y sin costo.

En la figura 11 se muestra el diagrama unifilar de la red sin generación distribuida.

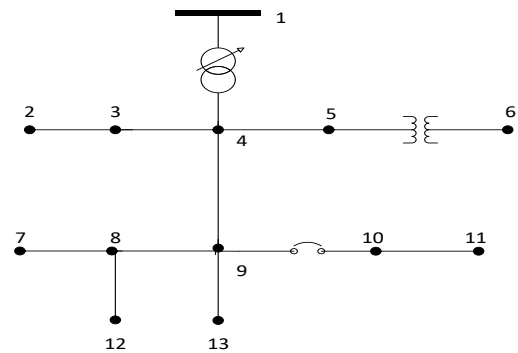


Figura 12. Esquema unifilar de la red estándar sin DGs

Nodo	Carga	F-1	F-1	F-2	F-2	F-3	F-3
	Modelo	kW	kV Ar	kW	kV Ar	kW	kV Ar
6	Y-PQ	160	110	120	90	120	90
4	Y-PQ	0	0	170	125	0	0
3	D-Z	0	0	230	132	0	0
12	Y-Z	128	86	0	0	0	0
9	D-PQ	385	220	385	220	385	220
11	Y-PQ	485	190	68	60	290	212
10	D-I	0	0	0	0	170	151
7	Y-I	0	0	0	0	170	80
	total	1158	606	973	627	1135	753

Tabla 5. Estado actual de los nodos con carga puntual de la red sin DGs.

No do A	No do B	Carga	F-1	F-1	F-2	F-2	F-3	F-3
		Modelo	kW	kV Ar	kW	kV Ar	kW	kV Ar
2	9	Y-PQ	17	10	66	38	117	68

Tabla 6. Estado actual de los nodos con carga distribuida de la red sin DGs.

La generación distribuida que se va a acoplar a la red estándar es una planta de energía solar de 25kW que trabaja a un voltaje nominal fase-fase de 950V, 670V RMS el modelo está bajo condiciones óptimas de irradiancia y temperatura, el inversor trifásico utilizado está compuesto de conmutadores IGBT's y diodos, el control del mismo como caso de estudio será mediante modulación por comparación triangular SPWM e inyección del tercer armónico THPWM, dependiendo de la capacidad de sincronización con la red que tenga el inversor con cada una de las modulaciones se ajustaran los índices de modulación de las mismas, así también el ángulo de desfase para que la planta entre en cogeneración y no en consumo.

Una vez que se ajusten las variables de sincronismo de la DGs con la red se analizarán las caídas de voltaje RMS y las **pérdidas** en la red con cada una de las modulaciones mediante fluctuación de carga que varía entre 100, 200 y 300 kW respectivamente, este proceso de variación se lo realiza mediante interruptores que se activan en distintos tiempos durante la simulación, estos tiempos se dividen en cuatro etapas, sincronización, acoplamiento con carga de 100kW, acoplamiento con carga de 200kW y finalmente el acoplamiento con la carga de 300 kW.

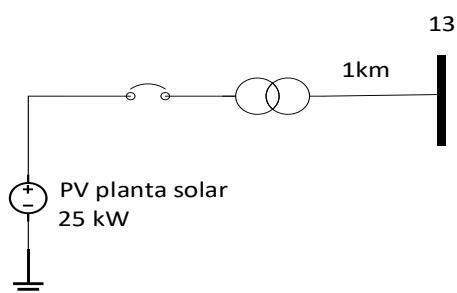


Figura 13. Esquema unifilar de la generación distribuida DGs

P [kW]	V [RMS]	Irr [lum/m ²]	T [°C]
25	670	1000	25

Tabla 7. Tabla de características principales de la red de distribución DGs.

4. Casos de estudio

4.1 Sincronización de la DGs a la red en la barra 13 con modulaciones de voltaje SPWM y THPWM, sin fluctuación de carga

En el nodo número 13 es donde se aplicará la DGs debido a que su estado actual se encuentra desprovisto de carga, la figura 14 muestra el diagrama unifilar de la red estándar con DGs incluida.

La inclusión de DGs a una red ayuda a optimizar el sistema interconectado de un país aumentando su confiabilidad ya que lo hace más robusto, también ayuda a reducir las pérdidas de potencia o por efecto joule en las líneas de transmisión y en caso de escenarios como fluctuación de carga o fallas ayuda a estabilizar el sistema[41-43].

En los casos de estudio de este artículo no se incluye el regulador de voltaje de la barra 1 ya que la DGs puede realizar cambios en los parámetros de la red, en su lugar se utiliza un generador en la barra número 2 que vendría a ser la barra de referencia o barra "slack", con este generador no hace falta recalculer voltajes ni flujos de potencia en el sistema por que se adapta a la nueva configuración con DGs sin ningún problema y se conecta directamente con las líneas de distribución.

Los parámetros de sincronización que son magnitud de voltaje, frecuencia y ángulos de fase tienen que ajustarse antes de realizar la interconexión. La

frecuencia se establece mediante el inversor que se encuentra a 60Hz, la magnitud de voltaje y ángulo de fase se ajustan variando el índice de modulación y el ángulo de desfase de cada una de las modulaciones, en este caso como la red se encuentra a un voltaje base de 4.16 kV y la DGs a 670V se acopla un transformador para reducir el voltaje de la red. Una vez establecidos estos parámetros las simulaciones con el modelo estándar IEEE con 25kW de generación distribuida DGs se pueden realizar.

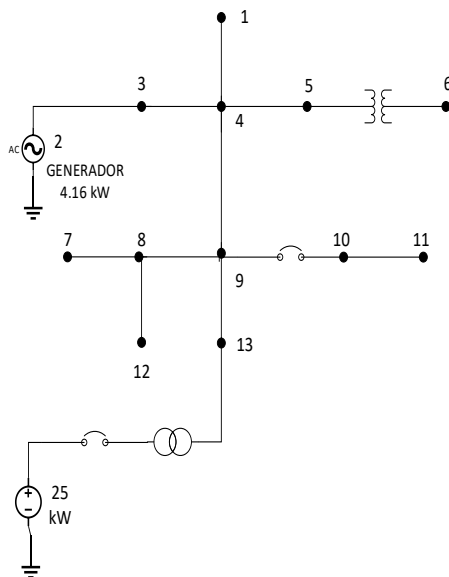


Figura 14. Esquema unifilar de la generación distribuida con DGs

A: SPWM, como se revisó anteriormente en este artículo con la técnica de modulación SPWM se puede obtener un índice de modulación igual a 0.78 sin entrar en sobre modulación con este índice el voltaje obtenido del inversor para la sincronización con la red es de 432 V RMS, en la figura 15 se puede observar la diferencia de voltaje que existe entre la DGs y la red por lo tanto el transformador de acople tendrá la relación 4160/450 V para obtener el voltaje deseado, además del voltaje también se observa un desfase

entre las ondas por lo tanto el ángulo de desfase tiene que variarse hasta que las dos ondas se encuentren en fase.

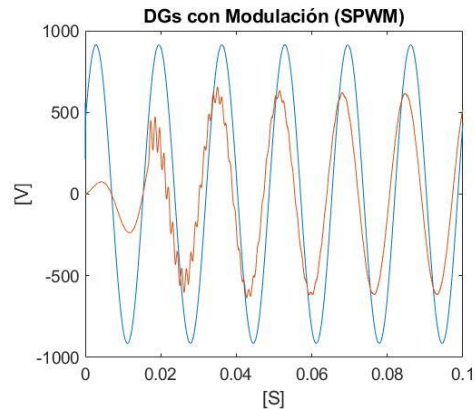


Figura 15. Voltaje de la red en color azul y voltaje de la DGs mediante modulación SPWM en color rojo con un tiempo de simulación de 0.1s

Una vez acoplado el transformador con los valores requeridos por la técnica de modulación SPWM el voltaje de la DGs alcanza el valor requerido para sincronizarse con la red sin necesidad de realizar una variación mayor en el índice de modulación como se muestra en la figura 16, por otro lado, la variación del ángulo de desfase a un valor de -20 da lugar a que las ondas se encuentren en fase, una vez establecidos estos parámetros de sincronismo se puede cerrar el interruptor para que la DGs se acople a la red y que posteriormente entre en cogeneración.

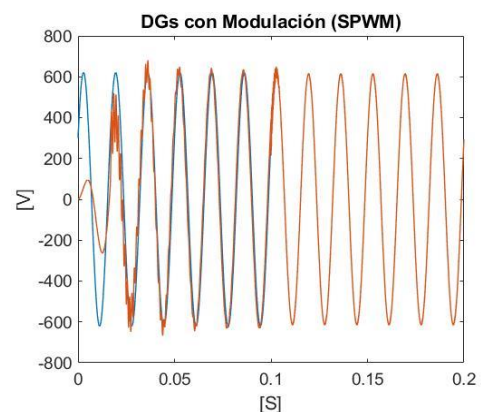


Figura 16. Ondas en fase del voltaje de la red y el voltaje de la DGs mediante modulación SPWM con un tiempo de simulación de 0.2s

En la figura 16 se observa que el voltaje del inversor necesita de un tiempo para estabilizarse y ponerse en fase con el voltaje de la red.

En la tabla 8 se muestran los valores RMS cuando la DGs entra en cogeneración con la red en la barra 13.

SPWM	Voltaje RMS [pu]	Potencia RMS [kW]
RED	0.982	96.8
RED + DGs	0.983	96.75

Tabla 8. Tabla de valores reales RMS

B: THPWM, a continuación se plantea como escenario la inclusión de la DGs a la red mediante la técnica de modulación THPWM, de acuerdo a la teoría revisada anteriormente el índice de modulación con esta técnica sin llegar a sobre modulación es de 1.15, con este índice el voltaje que se obtiene en el inversor es de 656 V RMS por lo tanto la relación de transformación en el transformador de acople tendrá los valores de 670/4160 V, con esto no se necesita realizar ninguna variación mayor en el índice de modulación, como se puede apreciar en la figura 17 el voltaje de la DGs se acopla perfectamente con el de la red, por otro lado al igual que en el caso de la técnica SPWM existe un desfase entre las ondas esto se debe a que el voltaje de la DGs está ligeramente adelantado con respecto al de la red, debido a esto se debe variar el ángulo de desfase para que se puedan sincronizar correctamente.

También se observa que el inversor al igual que en el caso anterior necesita un tiempo para estabilizarse, este tiempo es de aproximadamente 0.05 s para los dos casos.

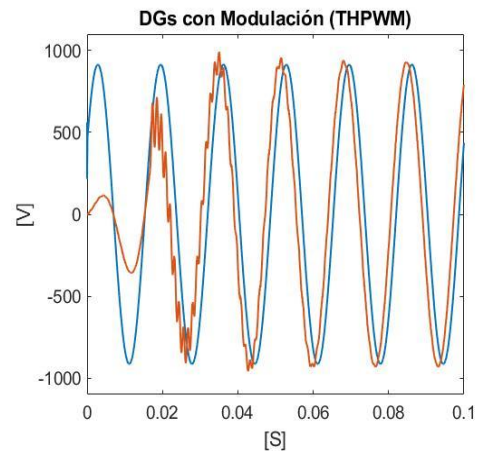


Figura 17. Voltaje de la red en color azul y el voltaje de la DGs mediante modulación THPWM en color rojo con un tiempo de simulación de 0.1s

Como se puede observar en la figura 18 una vez establecido al ángulo de desfase correcto que en este caso también es de -20 grados, las ondas se encuentran en fase por lo tanto se puede cerrar el interruptor para que la DGs se acople a la red sin ningún problema.

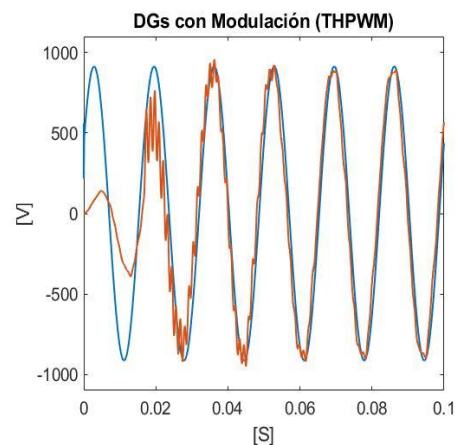


Figura 18. Ondas en fase del voltaje de la red y el voltaje de la DGs mediante modulación THPWM con un tiempo de simulación de 0.1s

Una vez que se cierre el interruptor de sincronismo hay que asegurarse de que la DGs se encuentre en cogeneración y no entre como una carga, esto se realiza de igual manera manipulando el ángulo de desfase para adelantar la DGs e inyecte potencia activa. los resultados de acoplamiento de la DG en la barra 13 con esta técnica se pueden observar en la tabla 9.

THPWM	Voltaje RMS [pu]	Potencia RMS [kW]
RED	0.982	96.8
RED + DGs	0.981	96.7

Tabla 9. Tabla de valores reales RMS

4.2 Acoplamiento de DGs en la red con fluctuación de carga y modulación SPWM

Para el presente caso de estudio se realiza la sobrecarga del sistema en 4 etapas, como se muestran en la siguiente tabla:

Interconexión	
Tiempo [s]	Carga [kW]
0.1	100
0.133	200
0.166	300

Tabla 10. Tabla de fluctuación de carga

El objetivo de sobrecargar el sistema es analizar cómo afecta la fluctuación de carga en la red en parámetros de caídas de voltaje y **pérdidas** de potencia, por lo tanto, la corriente que atraviesa la línea de transmisión de la barra 13 es un parámetro importante a tener en cuenta para cada caso. En la tabla 11 se muestran los valores de potencia obtenidos con la modulación SPWM, cabe mencionar que las **pérdidas** en la red se miden con el aumento de la corriente en la misma y esta crece o decrece a medida que el inversor inyecte potencia activa es aquí donde las distintas técnicas de modulación aprovechan **más o menos** la potencia que puede suministrar la DGs. En la tabla 11 se muestra el valor de potencia activa que el inversor inyecta a la red.

SPWM	Carga [kW]	Potencia DGs [kW]	Potencia RMS [kW]
RED	100	0	96.8
	200	0	192.3
	300	0	287.6
RED + DGs	100	13.533	96.75
	200	13.533	192.1
	300	13.533	287

Tabla 11. Tabla de potencias en la red y DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS

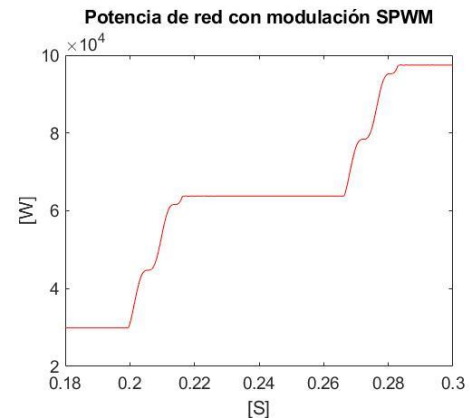


Figura 19. Forma de onda de la potencia en una de las fases de la red con fluctuación de carga

La figura 19 muestra la potencia de la red con la DGs incluida más la fluctuación de carga.

El voltaje y corriente por cada fluctuación de carga para este caso se muestran en la tabla 12.

SPWM	Carga [kW]	Voltaje RMS [pu]	Corriente RMS [A]
RED	100	0.982	23.69
	200	0.982	47.07
	300	0.982	70.4
RED + DGs	100	0.983	20.35
	200	0.983	43.64
	300	0.983	66.84

Tabla 12. Tabla de voltajes y corrientes en la red más DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS

4.3 Acoplamiento de DGs en la red con fluctuación de carga y modulación THPWM

Mediante el mismo procedimiento del caso anterior se realiza la sincronización del sistema con la DGs con la diferencia que aquí se obtendrán los datos correspondientes a la modulación THPWM. En la tabla 13 se muestran los valores de potencia obtenidos con la modulación THPWM

THPWM	Carga [kW]	Potencia DGs [kW]	Potencia RMS [kW]
RED	100	0	96.8
	200	0	192.3
	300	0	287.6
RED + DGs	100	18.161	96.7
	200	18.161	192.1
	300	18.161	287

Tabla 13. Tabla de potencias en la red y DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS

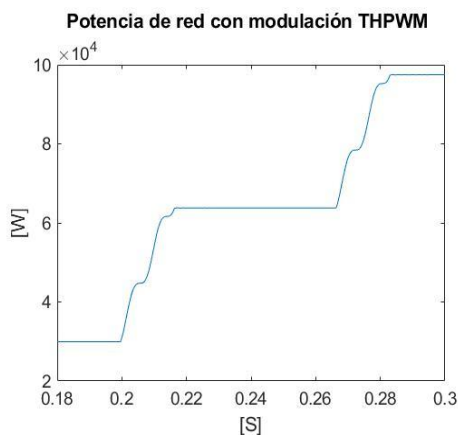


Figura 20. Forma de onda de potencia en una de las fases de la red con fluctuación de carga

La figura 20 muestra la potencia de la red con la DGs incluida más la fluctuación de carga, a simple vista no se puede observar una clara diferencia de potencia con la técnica de modulación SPWM, pero más adelante se analizarán los datos en detalle y se verificará que si existe una diferencia

mínima entre las dos técnicas.

El voltaje y corriente por cada fluctuación de carga para este caso se muestran en la tabla 14.

THPWM	Carga [kW]	Voltaje RMS [pu]	Corriente RMS [A]
RED	100	0.982	23.69
	200	0.982	47.07
	300	0.982	70.4
RED + DGs	100	0.981	19.24
	200	0.981	42.62
	300	0.981	65.87

Tabla 14. Tabla de voltajes y corrientes en la red y más DGs con fluctuación de carga en valores reales RMS

5. Análisis de resultados

5.1 Análisis y comparación de resultados, caso de estudio 4.1

En la figura 21 se muestran la comparación de resultados referentes a voltajes entre la red con y sin el acoplamiento de la DGs, esto como se mencionó en el planteamiento del problema se lo realiza en la barra 13, el gráfico muestra si existen variaciones en cuanto a caídas de voltaje mediante la técnica de modulación SPWM.

La red se encuentra operando a un voltaje base de 4160 V y se le acopla una carga de 100 kW en este caso no existe fluctuación de carga.

Existe una variación mínima en el voltaje de la red una vez sincronizada la DGs aumentando el voltaje de la misma de 0.982 a 0.983 pu, teniendo en cuenta que con la técnica de modulación SPWM no se utiliza el 100% del voltaje DGs debido a que el máximo índice de modulación que se obtiene en este caso es de 0.78 lo que equivale al 78% de la DGs.

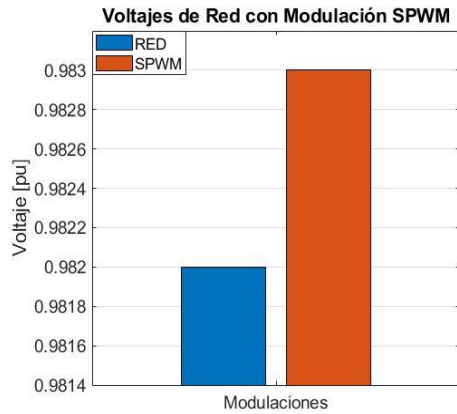


Figura 21. Variación de voltaje en la red con modulación SPWM

Los resultados de la variación en cuanto a voltaje de la DGs con la técnica de modulación THPWM se muestran en la figura 22.

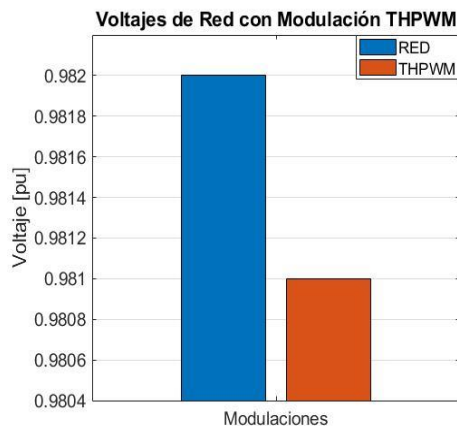


Figura 22. Variación de voltaje en la red con modulación THPWM

Como se observa en la figura 22 la técnica de modulación THPWM produce una mínima disminución en el voltaje de la red, teniendo en cuenta que esta técnica puede trabajar en sobre modulación aprovechando más del 90% del voltaje de la DGs.

En la figura 23 se puede observar que la variación de voltaje con un índice de modulación de 1.15 que ofrece la técnica THPWM es inversamente proporcional a la técnica SPWM, cabe mencionar que ambas técnicas se sincronizan al mismo tiempo.

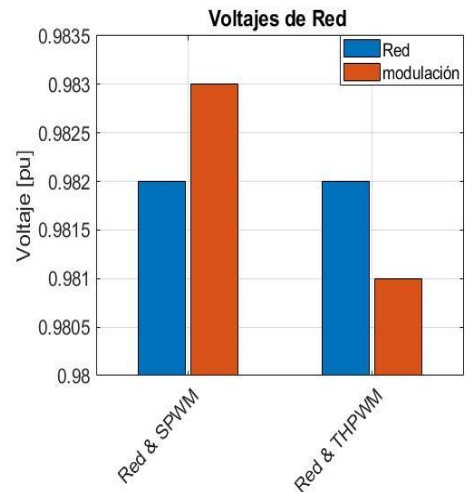


Figura 23. Variación de voltaje en la red con ambas modulaciones

En cuanto a la potencia activa de la red sin fluctuación de carga ambas técnicas de modulación muestran un impacto leve como se puede apreciar la figura 24.

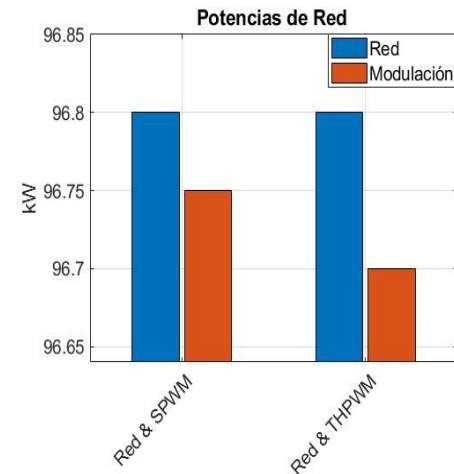


Figura 24. Variación de potencia activa en la red con ambas modulaciones

Con ambas técnicas de modulación se observa un ligero decremento en la potencia de la red siendo la técnica THPWM la que presenta un mayor **decremento** que no es significativo teniendo en cuenta que la técnica THPWM presenta menos **pérdidas y un mayor aprovechamiento** de la potencia del inversor como se muestra en el análisis de los resultados de los casos 4.2 y 4.3.

5.2 Análisis y comparación de resultados, caso de estudio 4.2

Los análisis de resultados del caso de estudio 4.2 muestran las variaciones de voltaje y **pérdidas** en la red cuando existe una fluctuación de carga mediante la técnica de modulación SPWM como se observa en la figura 25.

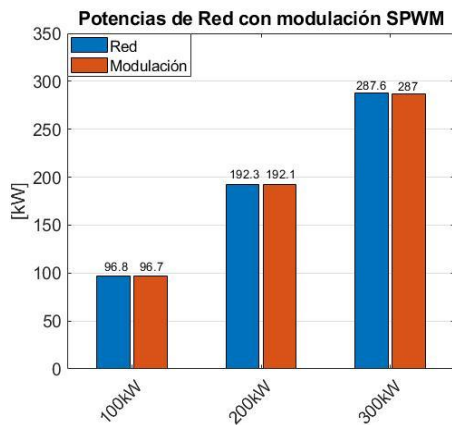


Figura 25. Variación de potencia activa en la red con modulación SPWM y fluctuación de carga

Como se puede apreciar en la figura 25 las variaciones de potencia en la red con fluctuación de carga mediante la modulación SPWM son prácticamente imperceptibles, por otro lado, la variación de la corriente si presenta cambios a considerar como se observa en la figura 26.

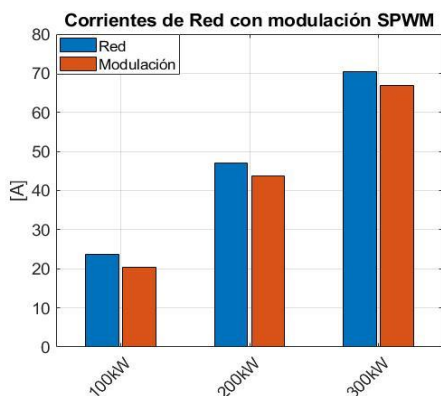


Figura 26. Variación de corriente en la red con modulación SPWM y fluctuación de carga

Las variaciones de corriente pueden estar sujetas a como el inversor entrega

potencia a la red, debido a que con la técnica SPWM la potencia que suministra la DGs a través del inversor no es mayor a la que suministra con la técnica THPWM, cabe mencionar que el voltaje no varía cuando existe una fluctuación de carga con distintos valores y los resultados son los mismos al análisis 5.1.

5.3 Análisis y comparación de resultados, caso de estudio 4.3

Los análisis de resultados del caso de estudio 4.3 muestran las variaciones de voltaje y **pérdidas** en la red cuando existe una fluctuación de carga mediante la técnica de modulación THPWM como se observa en la figura 27.

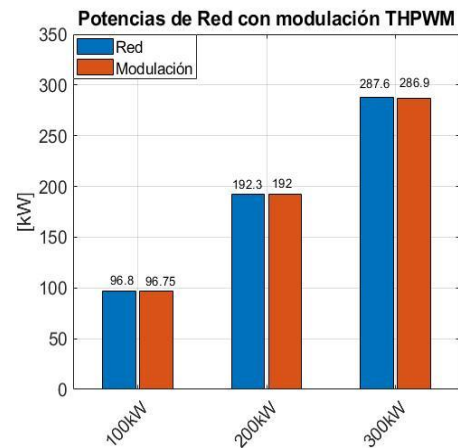


Figura 27. Variación de potencia activa en la red con modulación THPWM y fluctuación de carga

De igual manera que en el análisis anterior las variaciones de potencia son mínimas cuando el inversor trabaja con la técnica THPWM, por otro lado, en este caso la corriente disminuye en mayor medida al caso anterior.

La figura 28 muestra la variación de corriente que existe mediante la técnica THPWM, esta variación se puede apreciar de mejor manera en la comparación que se presenta a continuación en el análisis 5.4 donde se grafican todas las corrientes.

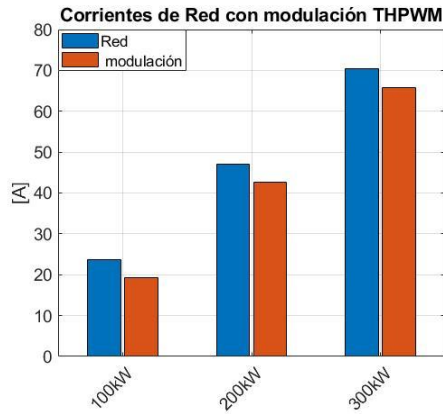


Figura 28. Variación de corriente en la red con modulación THPWM y fluctuación de carga

El voltaje no varía con la fluctuación de carga igual que en el análisis 5.2.

Los resultados en cuanto a la variación de potencia de las dos técnicas se podrán apreciar de mejor manera en la comparación que se presenta en el análisis 5.4.

5.4 Análisis y comparación de resultados, casos de estudio 4.2 y 4.3

La comparación de las dos técnicas de modulación referentes a caídas de voltaje se presenta en la figura 29.

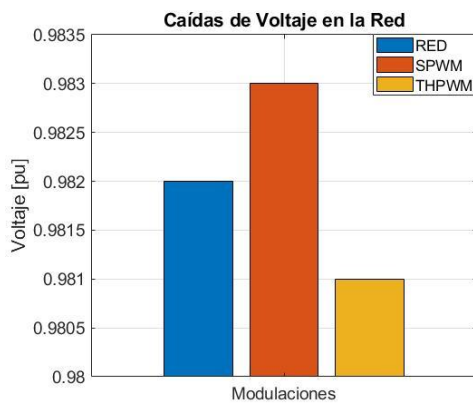
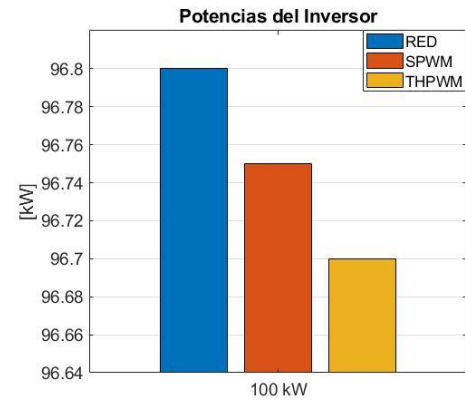


Figura 29. Caídas de voltaje en la red mediante ambas modulaciones con fluctuación de carga

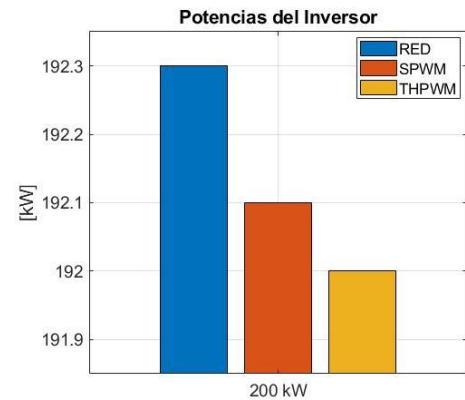
En cuanto a variaciones de potencia se comparan los resultados de ambas técnicas con cada fluctuación de carga como se muestran en la figura 30.

Como se puede observar en la figura 30 la técnica de modulación THPWM

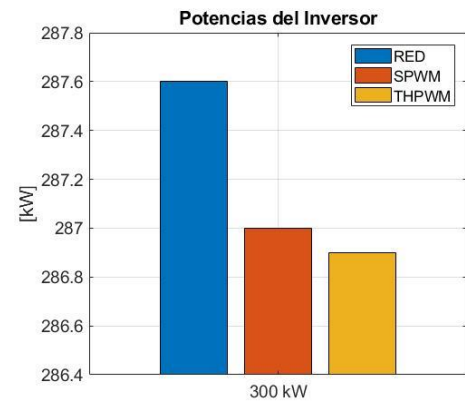
hace que disminuya la potencia activa en la red, esto puede deberse a que con esta técnica se aprovecha mayor potencia del inversor como se puede observar en la figura 31.



(a)



(b)

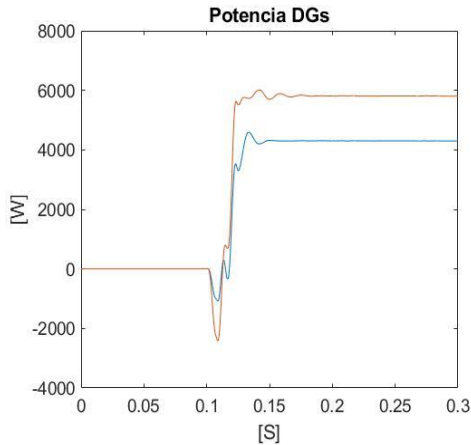


(c)

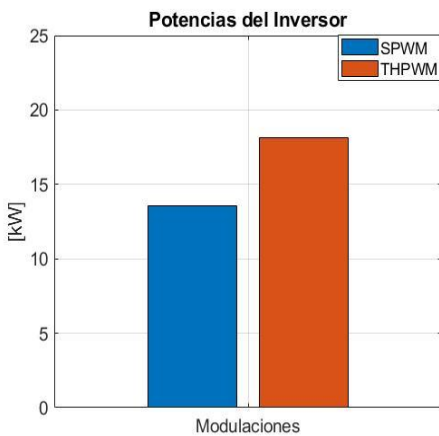
Figura 30. (a) variación carga de 100 kW (b) variación carga de 200 kW (c) variación carga de 300 kW

La modulación THPWM hace que el inversor inyecte más potencia por lo tanto las **pérdidas** por corriente van a

ser menores en la red, esto se debe a que el inversor hace que disminuya la corriente en la red a medida que inyecta potencia activa a diferencia de la técnica SPWM donde el inversor inyecta 4 kW menos.



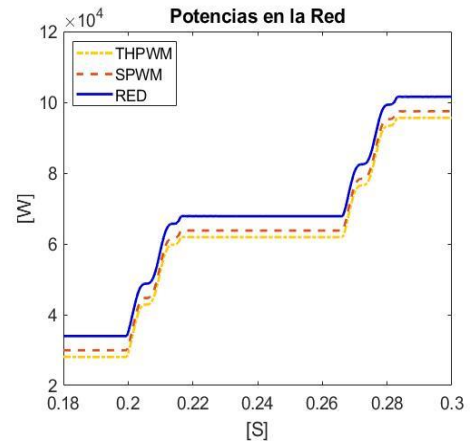
(a)



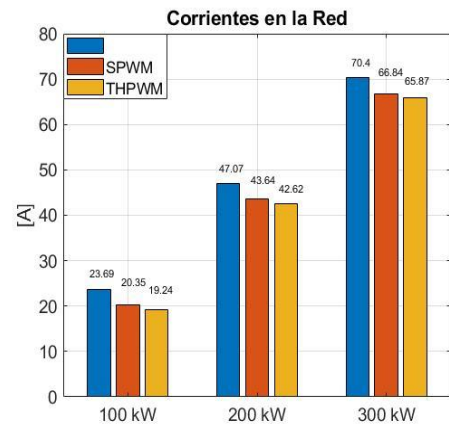
(b)

Figura 31. (a) Formas de onda de potencias en el inversor con modulación SPWM en color azul y THPWM en color rojo (b) Variación de potencia en el inversor

En la figura 32 se muestran las gráficas comparativas donde se observan las potencias y pérdidas en la red por corriente con cada modulación de voltaje incluyendo la fluctuación de carga que se analizó anteriormente en los casos de estudio, claramente se puede observar que existe un impacto en los parámetros de estado estable de la red con lo que se puede obtener conclusiones.



(a)



(b)

Figura 32. (a) Potencias en una de las fases de la red con fluctuación de carga (b) Corrientes en la red con fluctuación de carga

6. Conclusiones

- La técnica de modulación inyección del tercer armónico THPWM ofrece un 9.4% menos **pérdidas** por corriente en la red que la técnica SPWM que presenta el 7.28%.
- El aumento del voltaje en la red que presenta la técnica de modulación mediante comparación triangular SPWM no es mayor al 0.1%.
- Ambas técnicas de modulación SPWM y THPWM disminuyen las **pérdidas** por corriente en la red en un promedio del 8%.
- La técnica de modulación THPWM aprovecha el 72.6% de potencia que entrega el inversor de la DGs

mientras que la técnica SPWM utiliza el 54.1%.

- El voltaje en la red no varía cuando existe fluctuación de carga manteniéndose constante a lo largo del tiempo.
- La potencia con la técnica de modulación SPWM tarda 0.05s menos en estabilizarse que la técnica THPWM

7. Trabajos futuros

- Comparativa de otras técnicas de modulación como son la Space Vector Modulation y PWM en inversores de potencia y su afectación en los parámetros de estado estable de una red.
- Análisis de armónicos mediante las distintas técnicas de modulación para inversores de potencia.
- Sistemas de transmisión HVDC.
- Análisis y despacho económico en redes con generación distribuida.
- Diseño e implementación de generación distribuida y energías renovables
- Compensación reactiva mediante FACTS con generación distribuida

8. Referencias

- [1] R. A. Peña Suesca y C. L. Trujillo Rodríguez, «Análisis y simulación de VSC's con modulación PWM para uso en sistemas HVDC,» *Revista Científica y Tecnológica de la Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas*, vol. 11, p. 1, 2007.
- [2] J. M. Benavent, de *Electrónica de Potencia: Teoría y Aplicaciones*, Valencia, 2000, p. 235.
- [3] J. Rodríguez, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, 2007.
- [4] R. Krishna, "Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters," *Teknisk-naturvetenskaplig fakultet*, pp. 10-18, 2012.
- [5] D. G. Holmes y T. A. Lipo, «Pulse Width Modulation For Power Converters Principles and Practice,» *IEEE Press*, pp. 5-19, 2003.
- [6] S. Shi, Y. Yang, T. Zhu, F. Wang and F. Zhuo, "High Power DC/AC/DC Converter Based on Different Modulation Strategies," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016.
- [7] M. Su, Z. Zhao, Q. Zhu y H. Dan, «A Converter Based On Energy Injection Control For AC-AC, AC-DC, DC-DC, DC-AC Conversion,» *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2-4, 2018.
- [8] X. De-hong, "Power electronics system modeling and control," *China Machine Press*, 2005.
- [9] O. M. Sánchez, G. A. Anaya Ruíz, G. Zuñiga García, E. Ugalde Caballero, L. Moreno Goytia and V. Venegas Rebollar, "High-Boost, Resonant-Type DC-DC Converters at Power Interfaces for Interconnecting DC Generation to AC Main Grids," *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2016)*. *Ixtapa, Mexico*, 2016.

- [10] C. Barker, C. Davidson, S. Whitehouse y R. Trainer, «Requirements of DC-DC converters to facilitate large DC Grids,» *Alstom Grid UK Ltd*, 2012.
- [11] W. Feng, B. Qi, Y. Wang y H. Liu, «High Power DC-DC Converter or Renewable Energy Power System,» *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo, 2014*, 2014.
- [12] G. Sybille y H. Le-Huy, «Digital Simulation of Power Systems and Power Electronics using the MATLAB/Simulink Power System Blockset,» *IEEE Power Engineering Society - Winter Meeting 2000 Special Technical Session*, pp. 2-9, 2000.
- [13] P. Mohana Kishore y R. Bhimasingu, «A High Step-up Multilevel DC-AC/DC Three-port Converter Using Single DC Source for Hybrid,» *IEEE, India*, 2016.
- [14] K. Jitngamkam, M. Phattanasak, R. Gavagsaz-Ghoachani y P. Sethakul, «Power-Electronics Learning through experiment and simulation: DC-DC converters,» 2016 *IEEE International Conference on Teaching, Assessment, and Learning for Engineering (TALE)*, Bangkok, Thailand, IEEE.
- [15] M. Roberto , R. Ordoñez, M. A. Morales y V. Flores, «Control System Design and Simulation of an AC/DC - DC/DC - DC/AC Power Converter for a Permanent Magnet Wind Power Generator in Rural Power Generation,» *International Conference on Electrical, Communications, and Computers IEEE, Apizaco, Tlax. Mexico*, 2009.
- [16] H. Abu-Rub, M. Malinowski and K. Al-Haddad, "AC-DC-AC Converters for Distributed Power Generation Systems," in *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, Warsaw, Poland, John Wiley & Sons, Ltd., 2004, pp. 320-340.
- [17] R. De Doncker, «Modulation for Power Electronic Converters,» de *Advanced Electrical Drives*, Springer Science+Business Media B.V., 2011, pp. 18-52.
- [18] M. Gupta, «Stored Energy Modulation in Power Electronic Converters,» *Technische Universität Graz, Austria*, 2018.
- [19] J. Holtz, «Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion,» *Wuppertal University, Germany*, 1994.
- [20] C. Roncero Clemente, E. Romero Cadaval, O. Enrique y D. Vinnikov, «Simulation Study of Different Modulation Techniques for Three-Level Quasi-Z-Source Inverter,» *Versita, Extremadura*, 2012.
- [21] P. Jarvinen, «Pulse-width requirements in context with different modulation strategies of two-level 3-phase inverters,» *Aalto University, Espoo*, 2014.
- [22] S. Salah, «Simulation and Experimentation of Voltage Source Inverter (VSI) for a Photovoltaic System,» *Electrotehnică, Electronică, Automatică* , pp. 30-35, 2016.

- [23] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, F. Blaabjerg, O. Ellabban y P. Chiang Loh, *Impedance Source Power Electronic Converters*, Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2016.
- [24] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwer, 2004.
- [25] M. Vilathgamuwa, D. Nayanasingh y S. Gamini, *Power Electronics for Photovoltaic Power Systems*, Queensland: Morgan&Claypool, 2015.
- [26] A. Mehrizi-Sani, «Advanced Modulation Techniques for Power Converters,» Department of Electrical and Computer Engineering University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, 2007.
- [27] J. Posada Contreras, «Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación,» *El Hombre y la Maquina*, vol. 25, pp. 70-83, 2005.
- [28] I. Colak, R. Bayindir y E. Kabalci, «A Modified Harmonic Mitigation Analysis Using Third Harmonic Injection PWM in a Multilevel Inverter Control,» de *14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Turkey, 2010.
- [29] A. Massoud, S. J. Finney y B. Williams, «Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters,» IEEE, Edinburgh, 2003.
- [30] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo y S. Ivan, «Control and Modulation Techniques for a Centralized PV Generation System Grid Connected via an Interleaved Inverter,» *MDPI*, vol. 6, pp. 2-16, 2016.
- [31] J. Jangra y S. Vadhera, «Load Flow Analysis for Three Phase Unbalanced Distribution Feeders Using Matlab,» de *2nd International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, India, 2017.
- [32] S. Kumar y N. Singh Pal, «Ant colony optimization for less power consumption and fast charging of battery in solar grid system,» de *4th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics (UPCON)*, India, 2017.
- [33] W. Subsingha, «A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter,» *ScienceDirect*, p. 4, 2016.
- [34] A. Abbas Elserougi, A. Abdel-Khalik, A. Massoud y S. Ahmed, «Studying the effect of over-modulation on the output voltage of three-phase single-stage grid-connected boost inverter,» *Alexandria Engineering Journal*, pp. 2-11, 2013.
- [35] D. L. Popa, M. S. Nicolae, P. M. Nicolae y M. Popescu, «Design and Simulation of a 10 MW Photovoltaic Design and Simulation of a 10 MW Photovoltaic,» IEEE, Craiova, 2016.
- [36] S. Das, «Design and Implementation of Matlab - Simulink Based Solar Cell

- Modeling and PV System Design Exercises for Advanced Student Learning,» de *ASSE Annual Conference & Exposition*, Saltlake, 2018.
- [37] M. Mursalin Iqbal y K. Islam, «Design And Simulation Of A PV System With Battery Storage Using Bidirectional DC DC Converter Using Matlab Simulink,» *International Journal of Scientific & Technology Research*, vol. 6, pp. 406-408, 2017.
- [38] M. W. Shah y R. L. Biate, «Design and Simulation of Solar PV Model Using Matlab/Simulink,» *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 7, pp. 550-554, 2016.
- [39] M. I. Arteaga Orozco, J. R. Vázquez, P. Salmerón, S. P. Litrán y F. J. Alcántara, «Maximum power point tracker of a photovoltaic system using sliding mode control,» de *International Conference on Renewable Energies and Power*, Valencia, 2009.
- [40] A. M. Stanisavljević, B. P. B. P. Dumnić y B. P. Popadić, «A Brief Overview of the Distribution Test Grids with a Distributed Generation Inclusion Case Study,» *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 15, pp. 120-126, 2018.
- [41] L. Chaturvedi, D. K. Yadav y G. Pancholi, «Comparison of SPWM, THIPWM and PDPWM Technique Based Voltage Source Inverters for Application in Renewable Energy,» *Journal of Green Engineering*, vol. 7, pp. 83-98, 2017.
- [42] R. A. Regassa, «Impact of Increasing Amounts of Distributed Generation on Transient Behavior of the Distribution System,» Georgia Institute of Technology, Georgia, 2017.
- [43] P. Hue Tran, «Matlab/Simulink Implementation and Analysis of Three Pulse-width-modulation (PWM) Techniques,» Boise State University, Idaho, 2012.
- [44] D. Zhao, V. S. S. Pavan Kumar Hari, G. Narayanan y R. Ayyanar, «Space Vector Based Hybrid Pulse Width Modulation Techniques for Reduced Harmonic Distortion and Switching Loss,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n° 3, pp. 760-785, 2010.
- [45] Mohan, Undeland y Robbins, «Power Electronics: Converters, Applications and Design,» 1989.
- [46] L. Patnaik, G. Narayanan y L. Umanand, «An Investigation Into Even Harmonic Injection in Pole Voltages of a Single-Phase Inverter,» de *National Power Electronics Conference*, Roorkee, India, 2010.

1. ESTADO DEL ARTE

COMPARATIVA DE LAS TÉCNICAS DE INYECCIÓN DEL TERCER ARMÓNICO Y ONDA SINUSOIDAL CON TRIANGULAR EN INVERSORES DE POTENCIA Y SU IMPACTO SOBRE LOS PARÁMETROS DE ESTADO ESTABLE EN UNA RED DE DISTRIBUCIÓN																					
DATOS			TEMÁTICA					FORMULACIÓN DEL PROBLEMA				RESTRICCIONES DEL PROBLEMA			PROPUESTAS PARA RESOLVER EL PROBLEMA			SOLUCIÓN			
ITEM	AÑO	NOMBRE DEL ARTICULO	CITAS	INVERSORES DE POTENCIA MONOFASICOS	INVERSORES DE POTENCIA TRIFASICOS	MODULACIÓN DE VOLTAJE	MODULACIÓN SPWM	MODULACIÓN THPWM	ESTABILIDAD	PERDIDAS POR CORRIENTE	EFICIENCIA	CAIDAS DE VOLTAJE	PERDIDAS POR CORRIENTE EN LA RED	CAIDAS DE VOLTAJE EN LA RED	POTENCIA DE SUMINISTRO DE LA DGs	IMPLEMENTACIÓN DE UNA RED CON DGs	INDICE DE MODULACIÓN	SIMULACIONES	SIMULACIÓN SPWM Y THPWM	FLUCTUACIÓN DE CARGA	CAPACIDAD DE SINCRONISMO
1	2007	Análisis y simulación de VSC's con modulación PWM para uso en sistemas HVDC	4	☒	☒	☒			☒	☒	☒										
2	2000	Electrónica de Potencia: Teoría y Aplicaciones	1	☒	☒	☒			☒		☒	☒	☒	☒			☒				
3	2007	Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter	1		☒	☒			☒		☒						☒				
4	2012	Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters	1	☒	☒	☒	☒	☒			☒						☒				
5	2003	Pulse Width Modulation For Power Converters Principles and Practice	1	☒	☒	☒	☒	☒		☒	☒	☒					☒				
6	2016	High Power DC/AC/DC Converter Based on Different Modulation Strategies	8		☒	☒	☒			☒		☒					☒		☒		
7	2018	A Converter Based on Energy Injection Control For AC-AC, AC-DC, DC-DC, DC-AC Conversion	2	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒					☒	☒	☒		
8	2005	Power electronics system modeling and control	5		☒	☒			☒		☒		☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒
9	2016	High-Boost, Resonant-Type DC-DC Converters at Power Interfaces for Interconnecting DC Generation To AC Main Grids	4	☒		☒			☒		☒							☒			☒
10	2012	Requirements of DC-DC converters to facilitate large DC Grids	4	☒		☒				☒		☒					☒				
11	2014	High Power DC-DC Converter or Renewable Energy Power System	4	☒	☒	☒			☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒		☒

12	2000	Digital Simulation of Power Systems and Power Electronics using the MATLAB/Simulink Power System Blockset	4	☒	☒	☒												☒		☒	
13	2016	A High Step-up Multilevel DC-AC/DC Three-port Converter Using Single DC Source for Hybrid	4	☒	☒	☒												☒	☒		
14	2016	Power-Electronics Learning through experiment and simulation: DC-DC converters	4	☒		☒			☒	☒	☒							☒	☒		
15	2009	Control System Design and Simulation of an AC/DC - DC/DC - DC/AC Power Converter for a Permanent Magnet Wind Power Generator in Rural Power Generation	4	☒		☒				☒	☒			☒	☒	☒	☒				
16	2004	AC-DC-AC Converters for Distributed Power Generation Systems	4	☒	☒	☒			☒		☒			☒		☒	☒				
17	2011	Modulation for Power Electronic Converters	5	☒	☒	☒	☒	☒		☒	☒	☒						☒	☒	☒	
18	2018	STORED ENERGY MODULATION IN POWER ELECTRONIC CONVERTERS	6	☒	☒	☒												☒			
19	1994	Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion	4		☒	☒				☒								☒			
20	2012	Simulation Study of Different Modulation Techniques for Three-Level Quasi-Z-Source Inverter	4		☒	☒				☒	☒	☒						☒			
21	2014	Pulse-width requirements in context with different modulation strategies of two-level 3-phase inverters	4		☒	☒	☒	☒													
22	2016	Simulation and Experimentation of Voltage Source Inverter (VSI) for a Photovoltaic System	3		☒	☒				☒		☒		☒	☒	☒	☒				☒
23	2016	IMPEDANCE SOURCE POWER ELECTRONIC CONVERTERS	4	☒	☒	☒	☒			☒	☒							☒	☒		
24	2004	Fundamentals of Power Electronics	5	☒	☒	☒				☒		☒						☒			
25	2015	Power Electronics for Photovoltaic Power Systems	6	☒	☒	☒			☒	☒	☒	☒			☒	☒		☒			☒
26	2007	Advanced Modulation Techniques for Power Converters	5	☒	☒	☒	☒	☒			☒							☒	☒	☒	
27	2005	Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación	6	☒	☒	☒	☒	☒		☒	☒	☒						☒	☒	☒	
28	2010	A Modified Harmonic Mitigation Analysis Using Third Harmonic Injection PWM in a Multilevel Inverter Control	10	☒		☒		☒			☒			☒				☒		☒	
29	2003	Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters	5			☒	☒	☒			☒							☒			
30	2016	Control and Modulation Techniques for a Centralized PV Generation System Grid Connected via an Interleaved Inverter	4			☒			☒		☒		☒	☒	☒	☒					
31	2017	Load Flow Analysis for Three Phase Unbalanced Distribution Feeders Using Matlab	4						☒	☒	☒	☒	☒	☒	☒			☒			☒

32	2017	Ant colony optimization for less power consumption and fast charging of battery in solar grid system	4			✗				✗		✗			✗	✗		✗			✗	
33	2016	A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter	4			✗	✗	✗		✗		✗			✗		✗	✗	✗			
34	2013	Studying the effect of over-modulation on the output voltage of three-phase single-stage grid-connected boost inverter	4			✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗			✗		✗				✗
35	2016	Design and Simulation of a 10 MW Photovoltaic Design and Simulation of a 10 MW Photovoltaic	3	✗	✗				✗		✗				✗	✗		✗			✗	✗
36	2018	Design and Implementation of MATLAB-Simulink Based Solar Cell Modeling and PV System Design Exercises for Advanced Student Learning	3							✗					✗	✗		✗				
37	2017	Design and Simulation Of A PV System With Battery Storage Using Bidirectional DC DC Converter Using Matlab Simulink	3						✗		✗				✗	✗						✗
38	2016	Design and Simulation of Solar PV Model Using Matlab/Simulink	3						✗		✗				✗	✗						
39	2009	Maximum power point tracker of a photovoltaic system using sliding mode control	3		✗				✗		✗				✗	✗	✗					
40	2018	A Brief Overview of the Distribution Test Grids with a Distributed Generation Inclusion Case Study	3		✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗		✗			✗	✗
41	2017	Comparison of SPWM, THIPWM and PDPWM Technique Based Voltage Source Inverters for Application in Renewable Energy	4			✗	✗	✗			✗						✗	✗	✗			
42	2017	IMPACT OF INCREASING AMOUNTS OF DISTRIBUTED GENERATION ON TRANSIENT BEHAVIOR OF THE DISTRIBUTION SYSTEM	2							✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗		✗				✗
43	2012	MATLAB/SIMULINK IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF THREE PULSE-WIDTH-MODULATION (PWM) TECHNIQUES	3		✗				✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗		✗			✗	✗
44	2010	Space Vector Based Hybrid Pulse Width Modulation Techniques for Reduced Harmonic Distortion and Switching Loss	4			✗	✗	✗		✗	✗	✗			✗		✗			✗		✗
45	1989	Power Electronics: Converters, Applications and Design	2	✗	✗	✗	✗	✗		✗	✗	✗					✗	✗	✗			
46	2010	An Investigation Into Even Harmonic Injection in Pole Voltages of a Single-Phase Inverter	4	✗	✗	✗	✗	✗			✗						✗			✗		
CANTIDAD			24	29	38	17	16	15	25	33	26	9	9	20	16	30	23	14	7	12		

2. RESUMEN DE INDICADORES

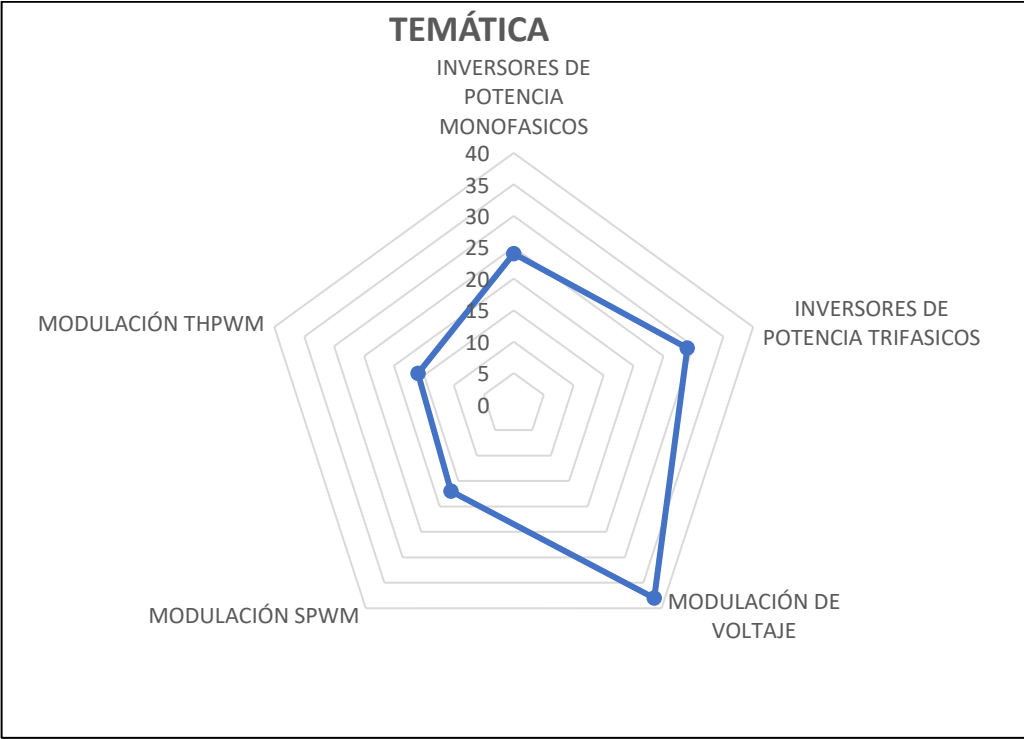


Figura 33. Resumen e indicador de la temática

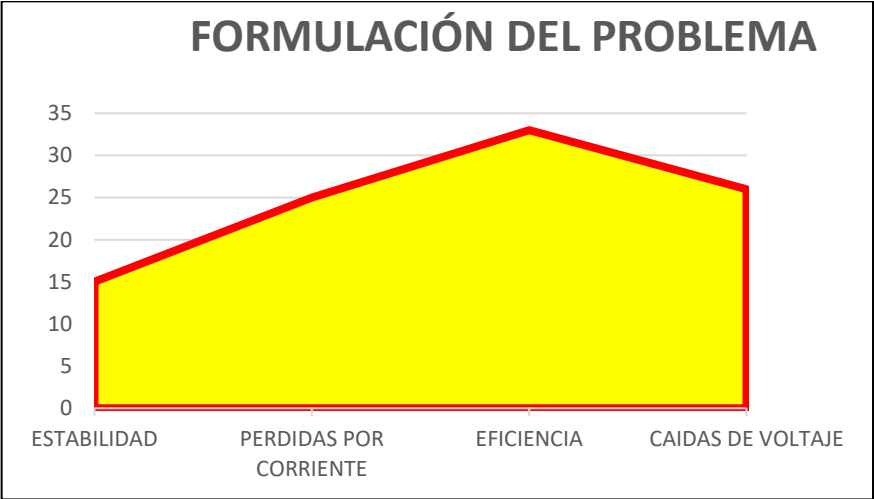


Figura 34. Indicador de formulación del problema

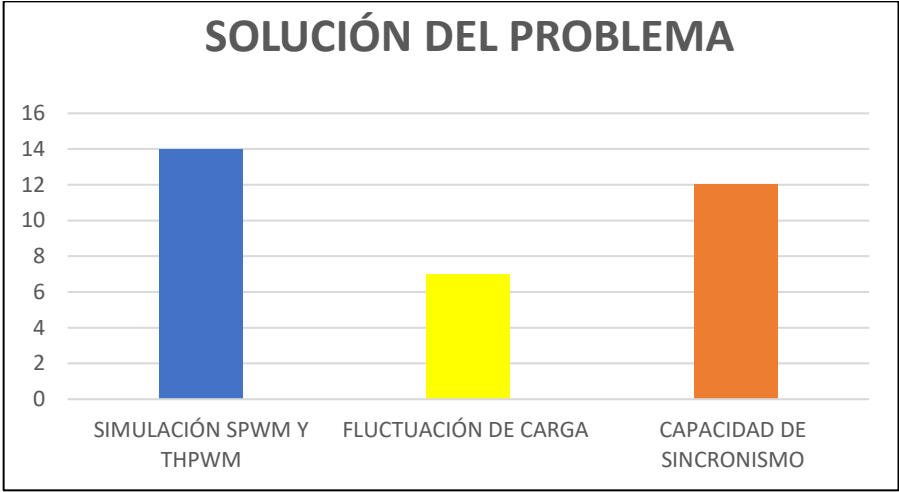


Figura 35. Indicador de solución.