

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE  
RESTAURADOR DINÁMICO DE VOLTAJE (DVR) PARA MITIGAR  
VARIACIONES DE CORTA DURACIÓN EN CARGAS  
RESIDENCIALES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE  
INGENIERO ELÉCTRICO**

**CARRILLO UVIDIA POLO DAVID  
polocarrillouvidia@gmail.com**

**TIRIRA FREIRE DARWIN WLADIMIR  
darwin.tirira@hotmail.com**

**DIRECTOR: DR. SALAZAR YÉPEZ GABRIEL BENJAMÍN  
gabriel.salazar@epn.edu.ec**

**Quito, noviembre 2019**

## **AVAL**

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Polo David Carrillo Uvidia y Darwin Wladimir Tirira Freire, bajo mi supervisión.

---

**DR. GABRIEL BENJAMÍN SALAZAR YÉPEZ**  
**DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

Nosotros, Polo David Carrillo Uvidia y Darwin Wladimir Tirira Freire, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejamos constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

---

Polo David Carrillo Uvidia

---

Darwin Wladimir Tirira Freire

## DEDICATORIA

A mi amada Paulita.  
Que seas el faro que guíe al mundo,  
como lo has sido para mí.

Polo.

## DEDICATORIA

*A Susana y Ramiro, mis padres.*

*Por su incansable esfuerzo.*

*Darwin.*

# ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL .....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
DEDICATORIA.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN .....	VIII
ABSTRACT .....	IX
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS .....	2
1.2 ALCANCE .....	3
1.3 MARCO TEÓRICO.....	3
1.3.1 Calidad de la energía .....	3
1.3.2 Compatibilidad electromagnética (CEM) .....	4
1.3.2.1 Curvas de aceptabilidad de potencia .....	5
1.3.3 Fenómenos perturbadores del sistema eléctrico .....	7
1.3.3.1 Transitorios.....	9
1.3.3.2 Variaciones de corta duración.....	10
1.3.3.3 Variaciones de larga duración .....	13
1.3.3.4 Desbalance de voltaje .....	14
1.3.3.5 Distorsión de la forma de onda .....	14
1.3.3.6 Fluctuaciones de voltaje.....	17
1.3.3.7 Variaciones de frecuencia .....	18
1.3.4 Dispositivos de mitigación de fenómenos perturbadores. ....	18
1.3.4.1 Dispositivos controladores de calidad de energía eléctrica en derivación paralelo (corriente). ....	19
1.3.4.2 Dispositivos controladores de calidad de energía eléctrica, en derivación paralelo (corriente) .....	21
1.3.5 Introducción a convertidores de potencia aplicados a los CPD .....	22
1.3.5.1 Conversor AC/AC – Reguladores de corriente alterna.....	23
1.3.5.2 Conversor AC/DC – Rectificadores .....	24
1.3.5.3 Conversor DC/DC – Troceadores.....	24
1.3.5.4 Conversor DC/AC – Inversores .....	25

1.3.6	Técnicas conmutación para inversores monofásicos.....	28
1.3.6.1	Inversores modulados por ancho de pulsos (PWM).....	29
2.	<b>METODOLOGÍA DE IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO DE RESTAURADOR DINÁMICO DE VOLTAJE</b> .....	34
2.1	Principio de funcionamiento .....	34
2.2	Diseño del hardware del prototipo de DVR y la fuente de perturbaciones. 37	
2.2.1	Diseño del hardware de la fuente de perturbaciones de corta duración.....	37
2.2.1.1	Cálculo del núcleo del autotransformador .....	37
2.2.1.2	Cálculo de relación de vueltas del autotransformador de taps.....	40
2.2.1.3	Cálculo del conductor.....	41
2.2.1.4	Cálculo de pérdidas del autotransformador. ....	41
2.2.2	Diseño del hardware del DVR.....	42
2.2.2.1	Diseño del convertor AC-DC (Rectificador).....	42
2.2.2.2	Diseño del convertor DC-DC, reductor de voltaje (Buck).....	47
2.2.2.3	Diseño del convertor DC-AC (Inversor).....	54
2.2.3	Selección del microprocesador, circuitos electrónicos y fuente de alimentación... 55	
2.2.3.1	Selección del microprocesador .....	55
2.2.3.2	Circuito de Control de la fuente de perturbaciones - simulador de sag y swell .. 57	
2.2.3.3	Diseño de circuito de alimentación.....	59
2.2.3.4	Circuito de sincronización .....	60
2.2.3.5	Circuito de sensor de voltaje.....	62
2.2.3.6	Circuito de disparo de MOSFET.....	64
2.3	Diseño del software del prototipo de DVR y la fuente de perturbaciones. 65	
2.3.1	Desarrollo del Software para el OLTC .....	65
2.3.2	Desarrollo del Software para el DVR.....	67
2.3.2.1	Desarrollo del control para el Convertor DC/DC (Buck).....	68
2.3.2.2	Desarrollo del control para el inversor, Push-Pull.....	70
3.	<b>RESULTADOS Y DISCUSIÓN</b> .....	74
3.1	Análisis de resultados del autotransformador de taps.....	74
3.2	Análisis de resultados del prototipo de DVR. ....	76
3.2.1	Respuesta del sensor de voltaje.....	76
3.2.1.1	Respuesta al escalón del sensor de voltaje.....	79
3.2.2	Resultados de las etapas de potencia (conversión e inversión). ....	80
4.	<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b> .....	85

4.1	CONCLUSIONES.....	85
4.2	RECOMENDACIONES .....	86
5.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	88
	ANEXOS .....	91
A.	Simulaciones .....	92

## **RESUMEN**

En la actualidad el suministro de energía eléctrica evoluciona a la par del desarrollo tecnológico de la carga. Esto implica un cambio en la forma en la que se genera, transmite, distribuye y consume energía eléctrica. Dando lugar a fenómenos perturbadores del sistema eléctrico, tales como: armónicos, transitorios, sags, swells, flicker, notch, entre otros. Los mismos que afectan a los sistemas eléctricos y por consiguiente al consumidor final. Para la mitigación de estos fenómenos perturbadores se crearon equipos denominados FACTS (del inglés, Flexible AC Transmission Systems) para su uso en sistemas de transmisión de energía eléctrica, y sus equivalentes para sistemas de distribución de energía eléctrica, los equipos denominados CPD (del inglés, Custom Power Devices). El presente estudio se enfoca en establecer los criterios necesarios para el diseño e implementación de un prototipo de DVR (del inglés, Dynamic Voltage Restorer) un tipo de CPD enfocado a cargas de uso doméstico.

**PALABRAS CLAVE:** DVR, CALIDAD DE LA ENERGÍA, CPD, FACTS.

## **ABSTRACT**

At the present time, the electricity supply evolves along with the technological development of the load. This implies a change in the way in which electricity is generated, transmitted, distributed and consumed. Giving rise to disturbing phenomena of the electrical system, such as: harmonics, transients, sags, swells, flicker, notch, among others. The same that affect the electrical systems and therefore the final consumer. For the mitigation of these disturbing phenomena, equipment called FACTS (Flexible AC Transmission Systems) was created for use in electric power transmission systems, and their equivalents for electric power distribution systems, equipment called CPD (Custom Power Devices). This study focuses on establishing the necessary criteria for the design and implementation of a DVR prototype (Dynamic Voltage Restorer), a type of CPD focused on household loads.

**KEYWORDS:** DVR, POWER QUALITY, CPD, FACTS.

# 1. INTRODUCCIÓN

Actualmente la relación del ser humano y la tecnología es imprescindible. El incremento de la demanda de energía eléctrica en las últimas décadas ha aumentado; principalmente a causa del extendido uso de equipamiento electrónico con característica no lineal [1], [2].

La interacción de cargas no lineales, así como también la interferencia electromagnética (EMI) ocasionan en la red eléctrica fenómenos perturbadores como: transitorios (voltaje y/o corriente), armónicos (voltaje y/o corriente), variaciones de voltaje de corta y larga duración, desbalances de voltaje, distorsiones de la forma de onda, fluctuaciones de voltaje y variaciones de frecuencia que, a su vez ocasionan problemas como: bajo factor de potencia, baja eficiencia, interferencia en instrumentos y equipos de comunicación, sobrecarga en sistemas de distribución, sobrecalentamiento de transformadores, circulación de corriente por el neutro, disminución de la vida útil, entre otros. Estos fenómenos van de la mano con la susceptibilidad electromagnética de determinados aparatos electrónicos; equipo médico con reducidas tolerancias propias de la instrumentación biomédica, equipo electrónico convencional o electrodomésticos con escasas protecciones, sistema de filtrados anti-EMI obsoletos y presencia nula de filtros de potencia activa [2].

Actualmente la solución para mitigación de fenómenos perturbadores, de forma global, se desarrolla mediante dispositivos denominados FACTS (del inglés, Flexible AC Transmission Systems) para sistemas de transmisión de energía, y CPD (del inglés, Custom Power Devices) para sistemas de distribución de energía. En sistemas de transmisión los medios de compensación más comunes tipo FACT son: SVC, STATCOM, filtros activos (shunt, serie e híbridos), etc. Estos incorporan controladores basados en dispositivos de electrónica de potencia y otros componentes estáticos que, en conjunto permiten mejorar el control del sistema e incrementar la capacidad de potencia. Siguiendo con esta topología para aplicaciones de baja potencia y muy adecuado al sector residencial y comercial están los DVR, DSTATCOM, UPQC, UPS; estos se caracterizan por estar diseñados para realizar compensaciones a cargas específicas o muy sensibles a perturbaciones o fenómenos electromagnéticos presentes en la red de suministro eléctrico. Entre su objetivo está el permitir corregir: factor de potencia, desbalances de voltaje, fluctuaciones de voltaje, variaciones de frecuencia, desfases, entre otros; mejorando la calidad del producto técnico consumido por la carga [3].

Las investigaciones relacionadas con fenómenos perturbadores tales como: armónicos o transitorios, son amplias; pero, en el caso de fenómenos perturbadores de voltaje de corta

duración se hace difícil desarrollar una normativa. Las marcas, modelos, configuraciones de circuitos de control, etc., presentan sensibilidades o vulnerabilidades completamente diferentes a variaciones de voltaje de diferente naturaleza u origen, esto hace difícil desarrollar una normativa que defina la sensibilidad o vulnerabilidad de un grupo específico de cargas. El documento más parecido a una normativa son las denominadas curvas de aceptabilidad, vulnerabilidad o inmunidad como: ANSI, CBEMA, ITIC, entre otras. Estas relacionan directamente las perturbaciones registradas con los límites aceptables. Dichas curvas muestran la sensibilidad de la carga ante una variación de voltaje [4].

En Ecuador las empresas encargadas de la distribución de energía garantizan y controlan los niveles de los parámetros eléctricos suministrados y producidos, para uso de los consumidores en el punto de conexión a la red (acometida). Aun así, es innegable la convivencia de equipos sensibles con las EMI generadas y conducidas, por eventos naturales o circunstanciales, generadas por la operación cotidiana de las cargas acopladas, sin desestimar el importante efecto que presenta sobre la salud del ser humano.

## **1.1 OBJETIVOS**

El objetivo general de este trabajo es:

Diseñar e implementar un prototipo de compensador monofásico de voltaje que permita mitigar fenómenos perturbadores de voltaje de corta duración (sag, swell, fluctuaciones e interrupciones breves), enfocado a cargas de tipo residencial.

Los objetivos específicos de este trabajo son:

- Realizar una investigación relacionada con los tipos, métodos y/o técnicas de mitigación de fenómenos perturbadores que inciden en la calidad del producto.
- Establecer los criterios de diseño que permitan garantizar el adecuado funcionamiento de un prototipo compensador de fenómenos perturbadores de voltaje de corta duración (sag, swell, fluctuaciones e interrupciones breves).
- Construir y programar un prototipo que permita mitigar fenómenos perturbadores de voltaje de corta duración (sag, swell, fluctuaciones e interrupciones breves).
- Verificar la mitigación de sag y/o swell, mediante la utilización del prototipo.

## **1.2 ALCANCE**

Se establecerá los parámetros iniciales necesarios para la implementación de un convertor estático monofásico de baja potencia empleando un inversor de voltaje y un convertor que adecúe a nivel requerido y añadiendo la señal generada al circuito por medio de un transformador de voltaje. Estos parámetros son controlados en lazo cerrado, utilizando un sistema microprocesado, el mismo que tendrá la capacidad de mitigar fenómenos perturbadores de voltaje de corta duración mediante la compensación de la forma de onda de voltaje.

La inyección de dichas perturbaciones a la red se realizará mediante un transformador con taps, la relación de los taps permitirá variar el voltaje del secundario mediante un dispositivo de conexión y desconexión controlado, simulando la presencia de sag y swell de voltajes establecidos como límites del 80% al 120%. Consiguiente, la conexión del prototipo restaurador dinámico tendrá la capacidad de mitigar las perturbaciones simuladas.

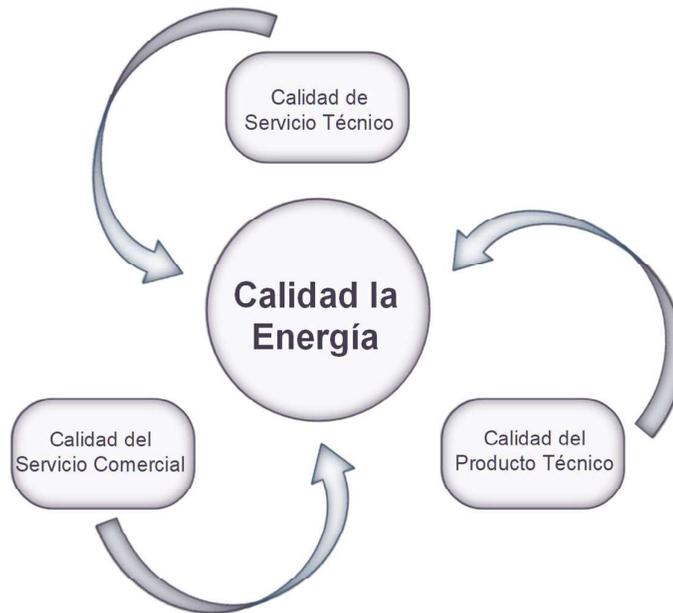
La validación de los resultados se realizará mediante mediciones y recopilación de datos obtenidos, antes y después de la implementación del prototipo de DVR, utilizando un osciloscopio y un analizador de red a nivel de laboratorio.

## **1.3 MARCO TEÓRICO**

### **1.3.1 CALIDAD DE LA ENERGÍA**

En términos generales la calidad de energía eléctrica se define como un conjunto de características y/o propiedades, técnicas y comerciales, que deben cumplir las empresas distribuidoras de energía eléctrica para su ejercicio pleno [5], [6], [7].

Hace un par de décadas el término calidad de la energía estaba ligado únicamente a la continuidad del suministro. Actualmente se puede establecer tres aspectos que definen la calidad de la energía, como se indica en la Figura 1.1.



**Figura 1.1.** Componentes de la Calidad de Energía

- Calidad del suministro de energía eléctrica

Se define como la evaluación de la continuidad del servicio y la cuantificación (frecuencia y duración) de las interrupciones del suministro de energía eléctrica [7].

- Calidad del producto técnico

Se define como la relación entre los parámetros técnicamente adecuados y las características de los parámetros suministrados al usuario. Es decir, la magnitud y frecuencia del voltaje que se suministra al usuario, donde además se considera perturbaciones electromagnéticas de cualquier tipo [4], [7], [8].

- Calidad del servicio comercial (atención al cliente)

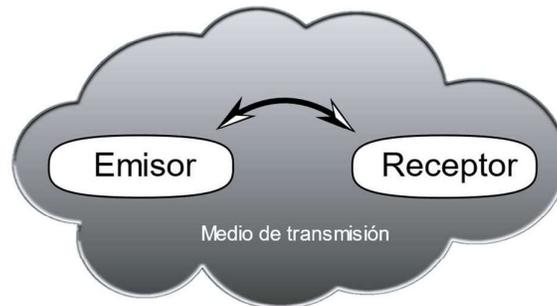
Se define como la relación bilateral de negocios que existe entre el proveedor de energía eléctrica y los usuarios. Donde se considera los distintos servicios que no están asociados directamente al suministro de energía eléctrica durante el tiempo que dura la relación contractual [5].

### **1.3.2 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA (CEM)**

El concepto de compatibilidad electromagnética se enfoca en establecer cuál es la habilidad o aptitud, que tiene un equipo, dispositivo o sistema, de responder ante un entorno o evento electromagnético determinado [9]. Esto implica que no reaccionará

perjudicialmente generando perturbaciones electromagnéticas que puedan dañar a sí mismo o a la vecindad.

Hablando de CEM se debe identificar tres elementos: emisor, receptor y medio de acoplamiento o de transmisión de perturbaciones electromagnéticas, Figura 1.2.



**Figura 1.2.** Compatibilidad electromagnética.

Los elementos emisores son aquellos que hacen las veces de fuentes originando voltajes, corrientes o campos electromagnéticos potencialmente perjudiciales [4].

Los elementos receptores, susceptibles o sensibles son aquellos que reaccionan negativamente ante las perturbaciones electromagnéticas, viéndose afectado su performance o funcionamiento [10].

El medio de acoplamiento o transmisión puede ser cualquier medio que permita la propagación de perturbaciones electromagnéticas como: aire o cualquier medio conductor [4], [11].

Aunque, cabe mencionar que existen equipos, dispositivos o sistemas que pueden ser emisores y receptores a la vez, como: equipos médicos, equipos con mala o nula conexión a tierra, motores, etc.

### **1.3.2.1 Curvas de aceptabilidad de potencia**

El término aceptabilidad de potencia, está directamente ligado a la respuesta o tolerancia que tiene una carga ante una perturbación que afecte el voltaje o corriente de suministro, es decir, que afecte la calidad del producto técnico. Son llamadas también curvas de vulnerabilidad, inmunidad o de tolerancia de voltaje [12].

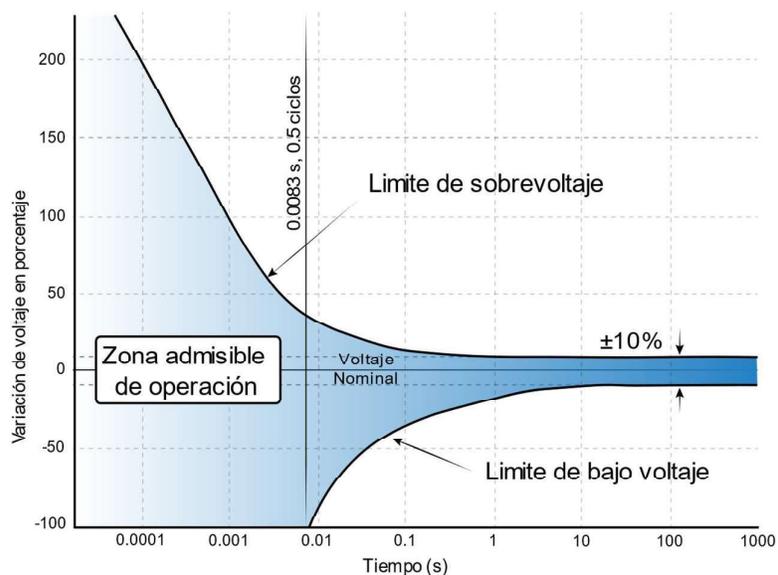
Cualquier evento que produzca una variación de voltaje de una carga puede producir mal funcionamiento o incluso daño. Todo depende de la respuesta o sensibilidad de la carga ante un evento (transitorio, sag, swell, interrupción breve, etc.) que afecte el voltaje. La sensibilidad de una carga es una característica propia que, depende de la severidad de

una perturbación de voltaje. Esto hace complejo definir una norma o estándar que permita generalizar la sensibilidad de una carga o de un conjunto de cargas de similares características (marca, año de producción, tecnología, etc.). La mayoría de los índices que permiten cuantificar la calidad del producto técnico se enfocan al análisis de fenómenos de tipo estacionario o cuasi estacionario [13].

Las curvas de aceptabilidad relacionan las perturbaciones registradas con los límites aceptables de funcionamiento de un determinado equipo, y hacen las veces de una normativa [4].

La curva CBEMA se desarrolló a fines de los años 70 por “Computer Business Equipment Manufacturers Association”, de aquí su nombre. Fue desarrollada con el fin de describir el comportamiento o tolerancia de una computadora y sus periféricos ante una variación de voltaje, Figura 1.3. Esta curva muestra que la sensibilidad de una carga está determinada por la duración de una perturbación y la amplitud del voltaje. Convirtiéndose así en un referente para el diseño de equipos con mejores características de la época [14].

En la década de los 90, el “Information Technology Industry Council” modificó la curva CBEMA y desarrolló la curva ITIC basándose en el mismo concepto, pero con una perspectiva más amplia. Esta curva puede ser aplicada a equipamiento que funciona en base a dispositivos de estado sólido, pero se debe aclarar que no involucra a todos los equipos basados en electrónica. La Figura 1.4 representa la curva ITIC [13].



**Figura 1.3.** Curva CBEMA [12]

Tanto la curva CBEMA como ITIC se asemejan y se componen en general de 3 regiones. La región de operación normal permite que la carga funcione adecuadamente sin ningún tipo de afectación, la región de sobrevoltaje puede ocasionar una falla irreversible de la carga y la región de bajo voltaje produce apagado de las cargas. Las diferentes regiones se pueden apreciar en la Figura 1.3 y Figura 1.4.

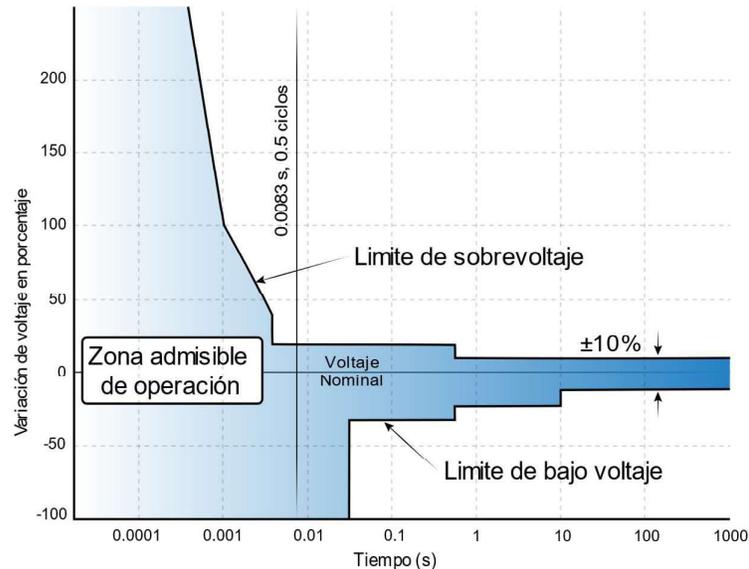


Figura 1.4. Curva ITIC [10].

### 1.3.3 FENÓMENOS PERTURBADORES DEL SISTEMA ELÉCTRICO

Un fenómeno perturbador del sistema eléctrico se define como un evento de carácter electromagnético, instantáneo o periódico, que incide negativamente en la señal de voltaje y/o corriente afectando la calidad del suministro de energía eléctrica en un punto y tiempo dado de la red [5], [15]. Dicho fenómeno o perturbación electromagnética se produce por la interacción de un campo eléctrico (**E**), el cual produce una diferencia de voltaje particular en un tiempo dado, y de un campo electromagnético (**H**), que se produce cuando una determinada corriente (**I**) circula por un medio conductor o transmisor [4].

A finales de los años 90, las perturbaciones se relacionaban únicamente a las variaciones de voltaje; actualmente el desarrollo de nuevos materiales y tecnologías a provocado un aumento de la demanda, así como también de los fenómenos perturbadores presentes en la red eléctrica.

El estudio de estos fenómenos, a nivel internacional, es amplio. La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) y el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) han propuesto varios estándares de calidad de energía. La Tabla 1.1 muestra algunas normas relacionadas con fenómenos perturbadores y calidad de energía.

**Tabla 1.1.** Normas relacionadas con fenómenos perturbadores y calidad de energía.

Fenómeno	Norma
Calidad de energía	IEC 61000-2-5: 1995, IEC 61000-2-1: 1990, IEEE 1159: 1995
Transitorios	IEC 61000-2-1: 1990, IEEE C62.41:1991 IEEE 1159: 1995, IEC 816: 1984
Sag/swell e interrupciones	IEC 61009-2-1: 1990, IEEE 1159: 1995
Armónicos	IEC 61000-2-1: 1990, IEEE 519: 1992, IEC 61000-4-7: 1991

Según la IEC 61000-2-5 (1995), los fenómenos perturbadores, se clasifican en conducidos y radiados de baja y alta frecuencia, como se muestra en la Tabla 1.2.

**Tabla 1.2.** Clasificación de fenómenos perturbadores según IEC.

Grupo	Tipo de fenómeno perturbador
Fenómenos de baja frecuencia (conducidos)	Armónicos, interarmónicos Transmisión de señal Fluctuaciones de voltaje Disminución de voltaje (dip) e interrupciones breves Desbalance de voltaje Variaciones de frecuencia Voltajes de baja frecuencia inducidos Componentes CC en redes de CA
Fenómenos de baja frecuencia (radiados)	Campos magnéticos Campos eléctricos
Fenómenos de alta frecuencia (conducidos)	Voltajes o corrientes inducidos continuos Transitorios unidireccionales Transitorios oscilatorios
Fenómenos de alta frecuencia (radiados)	Campos magnéticos Campos eléctricos Campos electromagnéticos Transitorios Ondas continuas
Descargas electrostáticas	
Pulsos electromagnéticos nucleares	

Por otro lado, según la IEEE, la calidad de energía se basa en establecer límites eléctricos que en conjunto garanticen un adecuado funcionamiento de un equipo, sin pérdida representativa de su rendimiento y vida útil.

Los fenómenos perturbadores según la IEEE se clasifican, como se especifica en la Tabla 1.3.

**Tabla 1.3.** Clasificación de fenómenos perturbadores según la IEEE.

<b>Fenómenos perturbadores</b>	<b>Clasificación</b>
Transitorios	Impulsivos Oscilatorios
Variaciones de voltaje de corta duración	Sag Swell Interrupciones
Variaciones de voltaje de larga duración	Sobre voltaje Sub voltaje Interrupciones sostenidas
Distorsión de la forma de onda	Armónicos Interarmónicos Muecas Ruido
Desbalances de voltaje	
Fluctuaciones de voltaje	
Variaciones de frecuencia	

### **1.3.3.1 Transitorios**

Un transitorio según “The Authoritative Dictionary” se define como una transición súbita de operación del sistema de un estado estable a otro. Pueden ser el resultado del impacto de un rayo, una falla, conexión o desconexión de grandes cargas. Su duración no va más allá de varios ciclos [9].

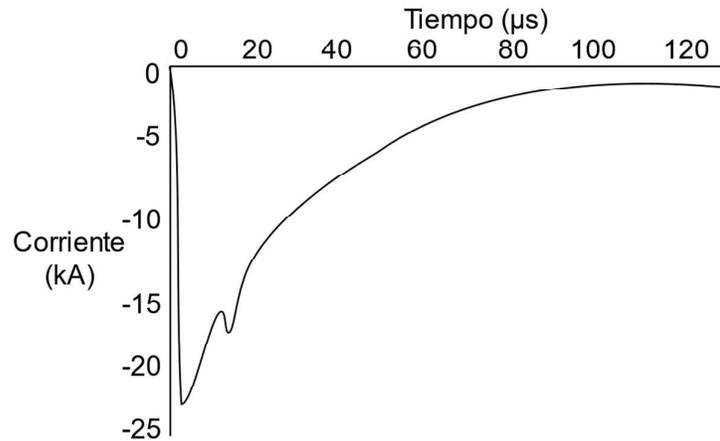
Pueden clasificarse en dos categorías: transitorios impulsivos y oscilatorios.

#### **1.3.3.1.1 Transitorios impulsivos**

Se definen como un cambio repentino de voltaje, corriente o ambas. Seguidas de la recuperación de las condiciones de operación normal o estado estable, asumiendo que estas fueron las condiciones anteriores a la ocurrencia del fenómeno [16], [13]. Entre las principales características están:

- Son de tipo unidireccional.
- No se propagan lejos de la fuente gracias a que se amortiguan rápidamente.
- Tienen polaridad (positiva o negativa), pero no ambas.
- Se caracterizan por su contenido espectral y los tiempos de crecimiento y decaimiento.
- Favorecen la aparición de transitorios oscilatorios.

La Figura 1.5 representa el cambio brusco de la corriente ante la presencia de un fenómeno perturbador de tipo atmosférico (rayo).



**Figura 1.5.** Transitorio impulsivo producido por un rayo [16].

### 1.3.3.1.2 Transitorio oscilatorio

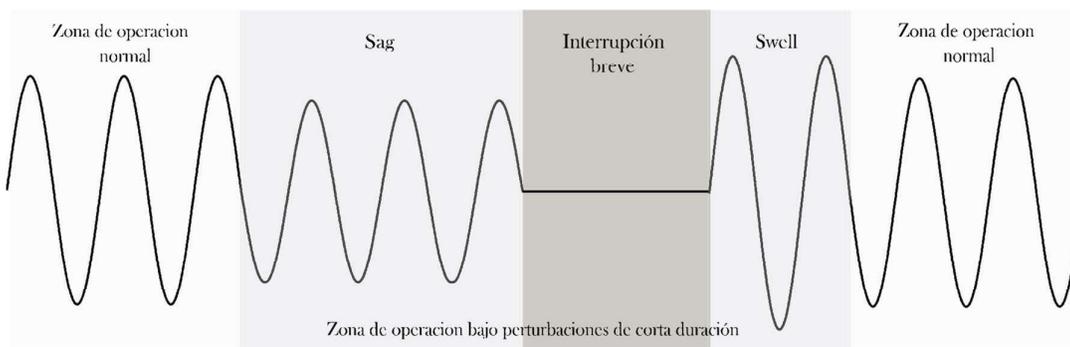
Un transitorio oscilatorio se produce por un cambio rápido de los valores instantáneos de voltaje, corriente o ambos. Se caracteriza por su magnitud, duración y contenido espectral. Se pueden clasificar según su frecuencia en: transitorios oscilatorios de baja, media y alta frecuencia. Son causados por energización de bancos de capacitores, energización de transformadores, condiciones de ferresonancia, por la conmutación de circuitos amortiguadores, etc. [16]. La Figura 1.6 representa un evento causado por la conmutación de un banco de capacitores.



**Figura 1.6.** Transitorio oscilatorio ocasionado por la conmutación de capacitores.

### 1.3.3.2 Variaciones de corta duración

Una variación de corta duración se caracteriza por el crecimiento o decrecimiento de una de las variables del suministro eléctrico. Esta variación no debe ir más allá de 1 minuto de duración y oscilar entre el 0.1 y 1.8 p.u. La Figura 1.7 representa el conjunto de variaciones de corta duración existentes según la IEEE.



**Figura 1.7.** Variaciones de corta duración (sag, interrupción breve y swell).

Las variaciones de corta duración se pueden clasificar en base a su duración en: instantáneas, momentáneas y temporales o en base a la variación de la amplitud de la señal de voltaje en: sag, swell e interrupciones breves; como se detalla en la Tabla 1.4.

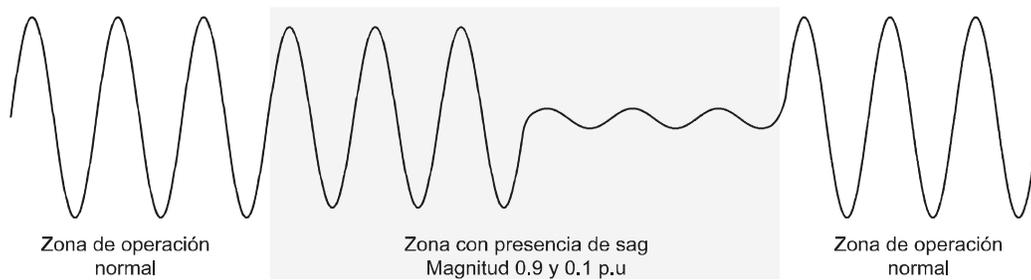
**Tabla 1.4.** Caracterización y clasificación de perturbaciones de corta duración [16].

Categoría	Fenómeno	Duración típica	Magnitud típica de voltaje (pu)
Instantáneas	Sag	0.5 - 30 ciclos	0.1 - 0.9
	Swell		1.1 - 1.8
Momentáneas	Interrupción	0.5 ciclos - 3s	<0.1
	Sag	30 ciclos - 3s	0.1 - 0.9
	Swell	30 ciclos - 3s	1.1 - 1.4
Temporales	Interrupción	3s - 1min	<0.1
	Sag	3s - 1min	0.1 - 0.9
	Swell	3s - 1min	1.1 - 1.2

### 1.3.3.2.1 Sag

Un sag (término definido por la IEEE) o dip (término definido por la IEC), se define como una variación temporal y periódica del suministro de energía eléctrica seguido de la recuperación del sistema a un estado estable. Consiste en una reducción del valor eficaz de la señal de voltaje o corriente del suministro eléctrico, y se caracteriza por magnitud y duración como se especifica en la Tabla 1.4 [16].

La ocurrencia de sags en un sistema generalmente se asocia a fallas, conexión de grandes cargas, arranque de grandes motores, etc. La Figura 1.8 representa la perturbación que puede darse a causa de un sag en la red eléctrica.



**Figura 1.8.** Presencia de un sag en la red eléctrica.

### 1.3.3.2.2 Swell

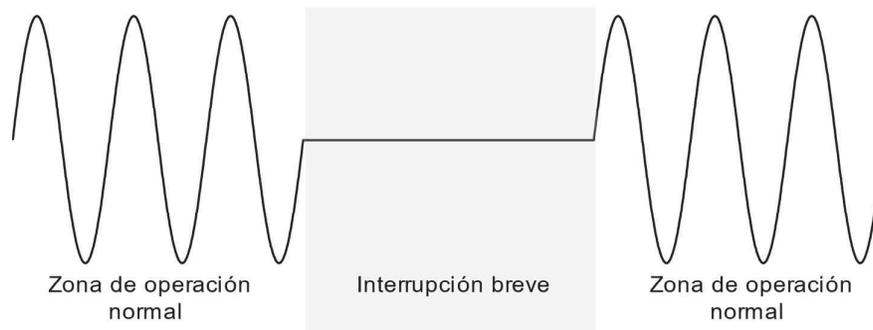
Un swell (término definido por la IEEE), al igual que un sag, se define como una variación temporal y periódica del suministro seguido de la recuperación del sistema a un estado estable. Consiste en un aumento del valor eficaz de la señal de voltaje o corriente del suministro eléctrico y se caracteriza por magnitud y duración como se especifica en la Tabla 1.4. Un ejemplo particular de elevación temporal de voltaje se produce durante la operación del sistema cuando las fases no falladas no son desconectadas durante una falla línea a tierra, también pueden ser causadas por la desconexión de grandes cargas o la energización de grandes bancos de capacitores [17]. La Figura 1.9 representa la perturbación que puede darse a causa de un swell en la red eléctrica.



**Figura 1.9.** Presencia de un swell en la red eléctrica.

### 1.3.3.2.3 Interrupción breve

Una interrupción breve se produce cuando el voltaje o corriente (de la carga) decrece a un valor que no supera el 10% del valor nominal del voltaje, además no debe superar 1 minuto de duración. Este tipo de perturbaciones son resultado de fallas del sistema, fallas de equipos y mal funcionamiento de equipamiento de control [16]. La Figura 1.10 representa la perturbación que puede darse a causa de un swell en la red eléctrica.



**Figura 1.10.** Presencia de una Interrupción breve en la red eléctrica.

### **1.3.3.3 Variaciones de larga duración**

Son perturbaciones caracterizadas por variaciones del valor eficaz del voltaje, a frecuencia nominal, que superan 1 minuto de duración. Se pueden clasificar en 3 tipos: sobrevoltaje, subvoltaje e interrupciones sostenidas [17].

#### **1.3.3.3.1 Sobrevoltaje**

Es el incremento de voltaje eficaz a un nivel superior al 1.1 p.u. del valor nominal por una duración mayor de un minuto. Son producidas por la desconexión de grandes cargas, conexión de bancos de capacitores de potencia considerable o la selección incorrecta del tap en transformadores. En general el sobrevoltaje es el resultado de la falta de capacidad del sistema de mantener la regulación de voltaje o un control deficiente del mismo [16].

#### **1.3.3.3.2 Subvoltaje**

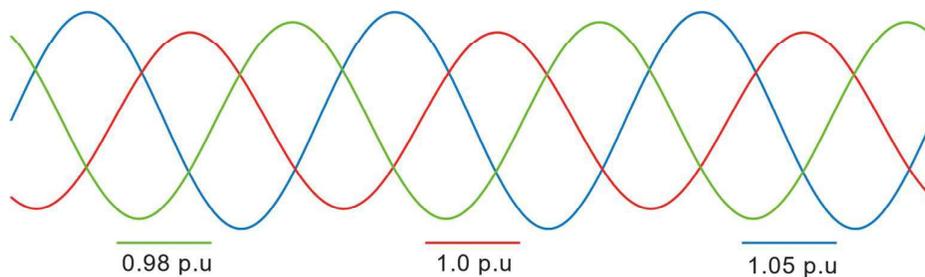
Contrariamente a un sobrevoltaje, un subvoltaje se puede definir como la reducción en el valor eficaz del voltaje menor al 0.9 p.u de su valor nominal con una duración mayor a un minuto. Este tipo de perturbación se produce cuando existen circuitos sobrecargados, se conmuta cargas de considerable potencia o también por la desconexión de un banco de capacitores de potencia considerable.

#### **1.3.3.3.3 Interrupciones sostenidas**

Se considera una interrupción sostenida cuando la ausencia de voltaje es superior a un minuto. En sistemas de distribución se produce cuando existen fallas de equipos de seccionamiento, fallas en líneas de subtransmisión o fallas en transformadores, donde se requiere la intervención de personal para restablecer el sistema.

### 1.3.3.4 Desbalance de voltaje

El desbalance de voltaje en un sistema eléctrico se define como una variación, entre fases, del valor nominal del voltaje del sistema. El desbalance puede definirse como la desviación máxima respecto al valor promedio de los voltajes de línea, dividida entre el promedio de los voltajes de línea, expresado en porcentaje. El desbalance también puede ser definido usando componentes simétricas como la relación de la componente de secuencia cero o la componente de secuencia negativa entre la componente de secuencia positiva, expresada en porcentaje [16]. La Figura 1.11 representa el desbalance de un sistema trifásico desbalanceado.



**Figura 1.11.** Desbalance de voltaje en una red trifásica desbalanceada

El desbalance de voltaje se produce cuando se conecta cargas monofásicas en circuitos trifásicos, transformadores conectados en delta abierto, fallas de aislamiento en conductores no detectadas, entre otras.

### 1.3.3.5 Distorsión de la forma de onda

La distorsión de la forma de onda se define como un cambio o deformación de la señal de suministro de energía eléctrica. Este tipo de perturbaciones se caracterizan por su contenido espectral.

Existen cinco tipos de perturbaciones relacionadas con la distorsión de la forma de onda, según la IEEE: Componente CD en sistemas CA, armónicos, interarmónicos, muescas y ruido.

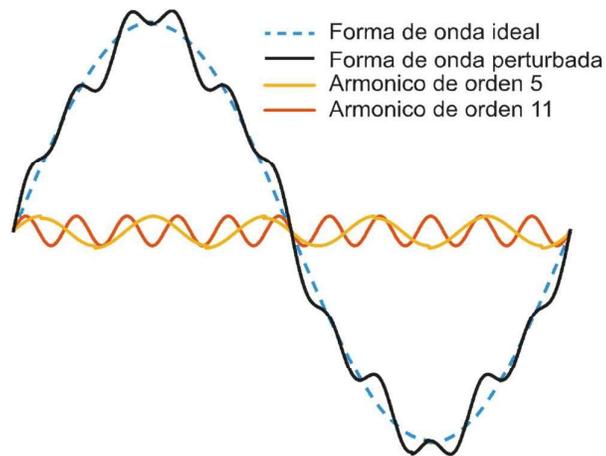
#### 1.3.3.5.1 Componente CD en sistemas CA

Este fenómeno se define como la presencia de una componente CD (corriente directa o continua) sea de voltaje o corriente en un sistema CA (corriente alterna). La componente CD en sistemas CA, puede saturar núcleos en transformadores, calentamiento, pérdida de vida útil, estrés adicional al aislamiento, es una causa potencial del aumento de la corrosión en los electrodos de puesta a tierra y en otros conductores y conectores.

### 1.3.3.5.2 Armónicos e Interarmónicos

Los armónicos se definen como señales de voltaje o corriente que se suman a la señal del sistema, deformándola. Estas señales tienen la particularidad de tener una frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia nominal del sistema (50 o 60 Hz), para el caso del Sistema Nacional Interconectado de Ecuador, 60 Hz. La incidencia de este fenómeno en la red se produce cuando una carga no guarda una proporción lineal en la relación voltaje-corriente, lo que se denomina característica no lineal de la carga. El funcionamiento de estas cargas produce circulación de corrientes deformadas las cuales a su vez deforman o distorsionan la forma de onda de voltaje.

La deformación o distorsión ocasionada se conoce como nivel de distorsión armónica, la cual puede caracterizarse por el espectro armónico total con magnitudes y ángulos de fase de cada componente individual. Este valor se denomina THD (del inglés, Total Harmonic Distortion) y se define como una medida de la distorsión armónica. Es importante mencionar que el THD expresa el porcentaje de armónicos respecto a la fundamental, pero no relaciona la distorsión de la onda de voltaje en el punto de medición a causa de la circulación de una corriente deformada [4], [10], [13]. La Figura 1.12 representa la deformación que podría sufrir la onda de voltaje de suministro de energía eléctrica ante una carga no lineal que produce armónicos de orden 5 y 11.



**Figura 1.12.** Onda de voltaje contaminada por armónicos de orden 5 y 11.

Entre los efectos nocivos más comunes se tiene:

- Funcionamiento inadecuado de dispositivos de medición, regulación, control y protección.

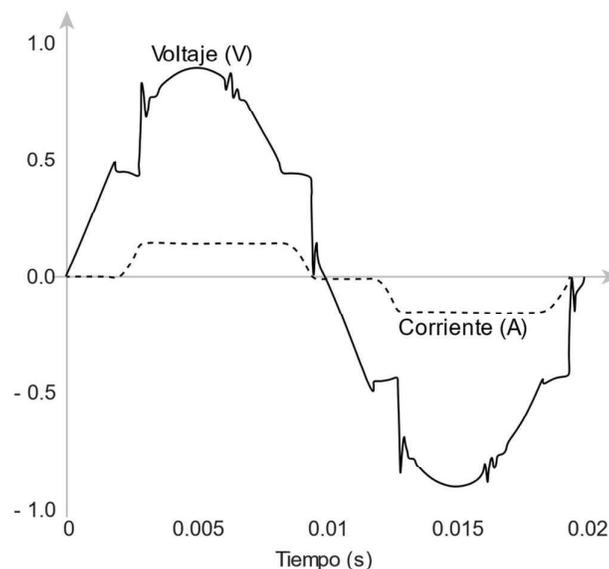
- Pérdidas adicionales y calentamiento en transformadores, reactores y máquinas rotativas y conductores.
- Disminución del factor de potencia.
- Pueden provocar ferroresonancia.
- Aumento de corriente en el neutro en redes de bajo voltaje.
- Pueden afectar el normal desempeño de los tiristores, en equipos electrónicos.

El estándar IEEE 519-2014 [18], proporciona directrices para los niveles y formas de mitigación de armónicos en sistemas de distribución y transmisión.

### 1.3.3.5.3 Muestras (notches)

Son perturbaciones periódicas que distorsionan la forma de onda de voltaje. Se originan debido a la operación normal de convertidores electrónicos cuando se realiza la conmutación de la corriente de una fase a otra [16]. Se pueden caracterizar por área (calado) y profundidad.

Las muescas de voltaje pueden causar fallas en las CPU, impresoras láser y mal funcionamiento de algunos equipos electrónicos. Un ejemplo típico de voltaje deformado a causa de muescas se evidencia en cierto tipo de convertidores de energía, como se aprecia en la Figura 1.13.



**Figura 1.13.** Notch producido por acción de un convertidor [17].

### 1.3.3.5.4 Ruido

El ruido se presenta en el suministro de energía eléctrica como una señal no deseada superpuesta a la señal de voltaje o corriente, que no puede clasificarse como una distorsión

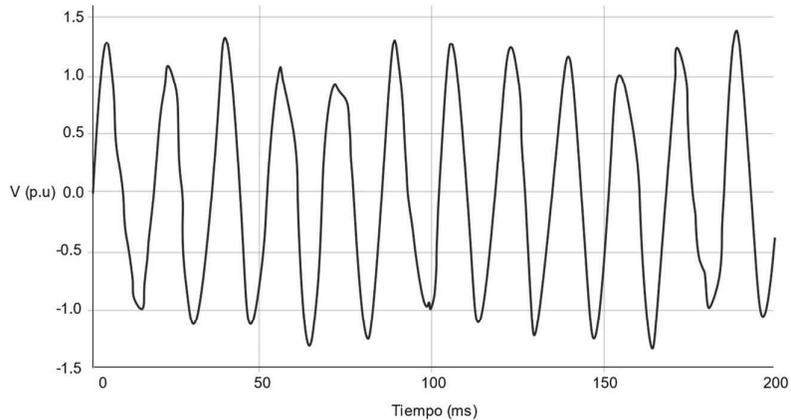
armónica o un transitorio. Se caracteriza por tener un contenido espectral menor a 200 kHz y no superar el 1% del valor nominal del voltaje. Su influencia en un sistema depende de las características del sistema y de la fuente productora de ruido, este fenómeno se agrava cuando el sistema de puesta a tierra es deficiente o la conexión del equipo al suministro eléctrico no es adecuada.

Entre las principales causas de ruido se tiene: dispositivos electrónicos, circuitos de control, cargas con rectificadores de estado sólido, fuentes conmutadas, soldas u hornos de arco, etc. El ruido puede ser mitigado mediante filtros, transformadores de aislamiento y acondicionadores de línea [16].

### **1.3.3.6 Fluctuaciones de voltaje**

Desde un punto de vista general cualquier carga que durante su funcionamiento involucra cambios cíclicos significativos, especialmente de la componente reactiva, pueden causar fluctuaciones de voltaje. Por lo tanto, son un fenómeno perturbador sistemático o aleatorio de la envolvente de la señal de voltaje. Su duración va desde varios ciclos hasta 10 s y no superar el  $\pm 10\%$  del valor nominal del voltaje [4].

La evidencia de la existencia de fluctuaciones de voltaje en un sistema eléctrico es el denominado efecto flicker, que no es más que, el efecto visual o la variación perceptible ocasionada por el cambio de la intensidad luminosa presente en un ambiente, la cual es percibida por el ojo humano como una variación luminosa perturbadora que va de 3 a 15 veces por segundo. Por lo general ese efecto se evidencia con mayor severidad en lámparas incandescentes, aunque, con determinadas condiciones también puede presentarse en luminarias de tipo LED o halógenas. La severidad del efecto flicker, o molestia perceptible por el ojo humano, se puede evaluar mediante dos índices:  $P_{st}$  y  $P_{lt}$  o índices de perceptibilidad de corto y largo plazo respectivamente. La Figura 1.14 representa las fluctuaciones típicas provocadas por un horno de arco en funcionamiento.



**Figura 1.14.** Fluctuaciones de voltaje causadas por la operación de un horno de arco[16].

### 1.3.3.7 Variaciones de frecuencia

En términos generales, la frecuencia de un sistema eléctrico se puede definir como la tasa de repetición de la componente fundamental de la señal de voltaje del sistema en un intervalo de tiempo determinado. Cualquier desviación del valor nominal especificado para el sistema se denomina variación de frecuencia. Se relaciona directamente con el balance entre la demanda de la carga y la capacidad de generación, en cualquier instante.

La duración y magnitud de este tipo de eventos depende de la capacidad de respuesta del sistema de generación ante las variaciones de la demanda de la carga, las características propias de la misma o la salida de grandes bloques de generación. Los cambios de frecuencia pueden ser sistemáticas y constantes durante una operación estable del sistema, pero ante una operación inusual (contingencia, falla, error de maniobra, etc.) donde se rechace o deslastre bloques de generación o carga significativos, las variaciones de frecuencia pueden afectar negativamente al sistema, llegando incluso a superar los límites establecidos para una operación normal sin perder sincronismo [16].

Los efectos relacionados con este fenómeno son: variaciones en relación velocidad-torque de motores, pérdida de sincronismo de cualquier equipo que utilice la frecuencia nominal de la red como referencia de tiempo, esfuerzo mecánico de turbinas de generación debido a vibraciones (resonancia mecánica) [4], entre otros.

### 1.3.4 DISPOSITIVOS DE MITIGACIÓN DE FENÓMENOS PERTURBADORES.

Los fenómenos perturbadores han sido parte de los sistemas eléctricos desde la concepción de la energía eléctrica, pero su efecto e impacto actualmente es considerablemente mayor al de décadas anteriores. Históricamente hablando, la

implementación de dispositivos desarrollados específicamente para mejorar la calidad de energía eléctrica nace de la necesidad por generar, transmitir, distribuir y consumir energía eléctrica de manera eficiente y confiable, allá por los años 60.

El avance tecnológico hizo posible el desarrollo de dispositivos, capaces de mitigar eventos perturbadores de la red eléctrica de naturaleza estacionaria o cuasi estacionaria. Puede encontrarse desde filtros, arreglos de elementos pasivos y dinámicos, arreglos híbridos y dispositivos basados en electrónica de potencia; pero, estudiarlos a todos es un tema amplio y complejo. Por lo tanto, este documento se enfoca en aquellos dispositivos basados en electrónica de potencia diseñados para mitigar perturbaciones del sistema de distribución de energía eléctrica.

Para comprender el origen de estos dispositivos, es necesario mencionar que su desarrollo nace como respuesta a las necesidades requeridas en los sistemas de transmisión de energía eléctrica, donde se los denomina FACTS (del inglés, Flexible AC Transmission System) de los cuales se derivan los CPD (del inglés, Custom Power Devices), dispositivos diseñados para mitigar perturbaciones en sistemas de distribución de energía eléctrica, los mismos que son parte integral de estudio de este documento [3], [5], [6], [7].

Los FACTS y CPD se componen de: un sistema basado en electrónica de potencia, elementos de estado sólido y pasivos. En conjunto permiten controlar uno o más parámetros del sistema, mejorando la confiabilidad y calidad del suministro de energía eléctrica del sistema.

Específicamente los FACTS tienen como objetivo mejorar la capacidad de control y reforzar la capacidad de transmitir energía en un sistema eléctrico de transmisión. Por otro lado, los CPD se enfocan en mejorar el voltaje o corriente de suministro de energía eléctrica de una carga en particular.

Retomando, en los CPD se puede diferenciar dos clases principales basada en el tipo de acoplamiento a la red de suministro eléctrico: derivación paralelo (corriente), derivación serie (voltaje).

#### **1.3.4.1 Dispositivos controladores de calidad de energía eléctrica en derivación paralelo (corriente).**

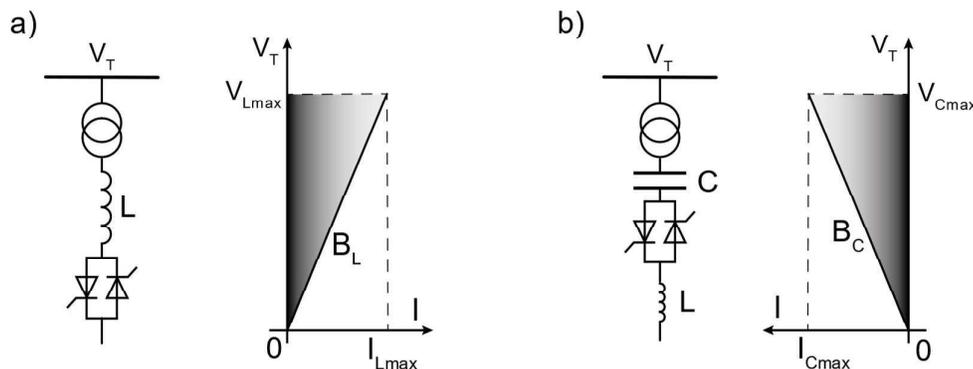
La compensación en derivación paralelo se define como la compensación de la onda de corriente de tal forma que esta llegue a la carga sin ninguna perturbación que influya negativamente en su funcionamiento y desempeño.

En este grupo se encuentra a SVC (del inglés, Static Var Compensator), D-STATCOM (del inglés, Static Synchronous Compensator), entre otros que no son más que arreglos o combinaciones basadas en el SVC o STATCOM utilizados en aplicaciones específicas.

### 1.3.4.1.1 Compensador estático de reactivos para distribución (D-SVC)

El compensador estático de reactivos para distribución (del inglés, Distribution Static Var Compensator) es una aplicación del SVC dedicado a sistemas de distribución. El SVC apareció a mediados de la década de 1970 como un dispositivo implementado en sistemas de transmisión, siendo utilizado ampliamente desde entonces. La variación dedicada para aplicaciones a nivel de distribución D-SVC funciona en base a un SVC utilizando la misma topología y principio de control, pero menor capacidad de compensación.

En general, puede entregar reactivos cuando el voltaje en el sistema es bajo y absorber reactivos cuando el voltaje se eleva. Está compuesto por capacitores e inductores convencionales que se conectan a la red mediante elementos de estado sólido, SCR, que hacen las veces de interruptores de alta velocidad. La particularidad de estos dispositivos es que los reactivos que se entregan o absorben están predefinidos mediante arreglos ya establecidos constructivamente, mediante bancos de capacitores e inductores. Las topologías básicas de un D-SVC son condensadores conmutados por tiristores (D-TSC) e inductores o bobinas conmutadas (D-TSR) o controladas por tiristores (D-TCR) [10].

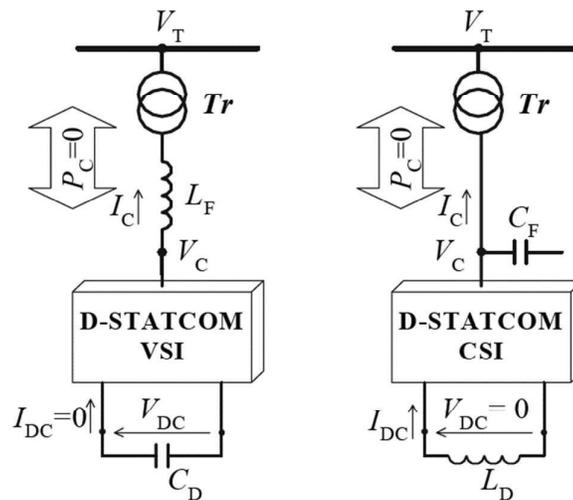


**Figura 1.15.** Topología básica de D-SVC y característica V-I de D-TCR/D-TSR (a) y D-TSC(b) [10].

### 1.3.4.1.2 Compensador estático síncrono para distribución (D-STATCOM)

El D-STATCOM es una variación del STATCOM (del inglés, Static Synchronous Compensator), aplicado a sistemas de distribución de energía eléctrica. Se considera como uno de los dispositivos más usados en sistemas de distribución desde la década de 1990. Este dispositivo se puede definir como un compensador dinámico de reactivos puesto que,

tiene la capacidad de variar la cantidad de reactivos que se entregan o absorben mediante el control de modulación de ancho de pulso (PWM) o cualquiera de sus variantes. A diferencia del SVC los elementos de estado sólido usados en el DSTATCOM deben tener la capacidad de apagarse. El control aplicado a un D-STATCOM se puede basar en dos topologías: VSI (Voltage Source Inverter) o CSI (Current Source Inverter) o ambas, como se muestra en la Figura 1.16 [10].



**Figura 1.16.** Topología de DSTATCOM basado en: fuente de voltaje y corriente respectivamente [10].

### 1.3.4.2 Dispositivos controladores de calidad de energía eléctrica, en derivación paralelo (corriente)

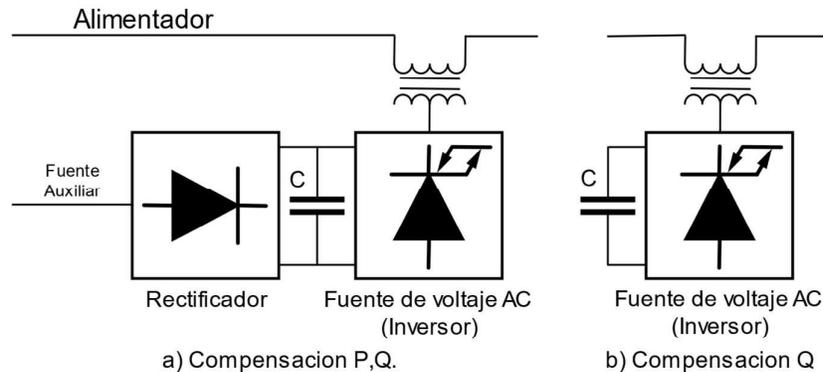
La compensación en derivación serie se define como la compensación de la onda de voltaje de tal forma que esta llegue a la carga sin ninguna perturbación que influya negativamente en su funcionamiento y desempeño.

En este grupo se encuentra el DVR (del inglés, Dynamic Voltage Restorer).

#### 1.3.4.2.1 Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR)

El restaurador dinámico de voltaje (del inglés, Dynamic Voltage Restorer) se caracteriza por su capacidad de proteger una carga sensible de un alto porcentaje de perturbaciones, que se pueden presentar en el suministro de energía. Al igual que otros dispositivos CPD o FACTS entrega y/o absorbe energía activa o reactiva mediante la inyección de voltaje controlado, en serie y sincronizado dinámicamente en magnitud y frecuencia con el suministro de energía. Es capaz de compensar el voltaje aun cuando el voltaje de

suministro no sea el adecuado, es decir, cuando la red de distribución se encuentra contaminada por otra carga vecina que actúa como fuente de perturbaciones [10]. Dada la aplicación de dispositivos CPD no existe documentación precisa de su implementación, puesto quienes invierten en este tipo de equipos lo hacen puertas hacia adentro. Por lo tanto, es difícil hablar de la situación actual del sector respecto a este tipo de tecnología [17]. Las topologías básicas del DVR se muestran en la Figura 1.17, para sistemas de distribución Figura 1.17 a) y sistemas de transmisión Figura 1.17 b).



**Figura 1.17.** Esquema general de un DVR y diagrama fasorial [20].

Antes de diseñar un DVR, se debe considerar ciertos aspectos relacionados con el sistema, tales como:

- Análisis de fallas.
- Análisis de perturbaciones de voltaje de corta duración.
- Carga y factor de potencia de la carga.
- Análisis o levantamiento de carga de los circuitos de alimentación.
- Conexión del transformador, tierra, etc.

El análisis de estos factores permitirá diseñar un DVR que se ajuste a las necesidades de la carga [4].

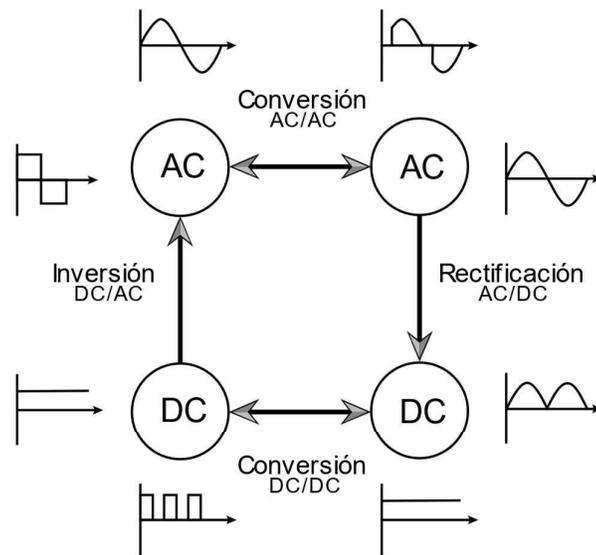
### 1.3.5 INTRODUCCIÓN A CONVERTIDORES DE POTENCIA APLICADOS A LOS CPD

Convertidor de potencia se denomina al dispositivo que permite acondicionar la energía mediante el uso de semiconductores de potencia. Es decir, el comportamiento de este permite la transformación de la naturaleza de la fuente a otra deseada, en corriente, voltaje

y frecuencia dependiendo las características de la carga. Según la entrada y salida del convertor, se tiene la siguiente clasificación:

- Conversor AC/AC
- Conversor AC/DC
- Conversor DC/DC
- Conversor DC/AC

La Figura 1.18 representa la clasificación de los convertidores estáticos, con sus respectivas señales de entrada y de salida.



**Figura 1.18.** Clasificación de convertidores estáticos.

### 1.3.5.1 Conversor AC/AC – Reguladores de corriente alterna

Con el uso de semiconductores de potencia, estos convertidores regulan la transferencia de energía de un sistema de corriente alterna a otro. Las conmutaciones de los semiconductores permiten el paso de una parte de la señal sinusoidal y bloquea la restante permitiendo obtener una señal de salida con diferente amplitud, forma de onda, fase o frecuencia, que la señal de entrada.

Con estos convertidores se pueden hacer dos tipos de controles en tiempo de encendido y apagado de los semiconductores de potencia como son: por ciclos completos, o porciones de cada ciclo de voltaje de entrada. Denominados Control On-Off y Control de Fase, respectivamente [20].

### 1.3.5.2 Conversor AC/DC – Rectificadores

Este tipo de conversores tienen como función transformar una señal de entrada alterna a una continua, mediante el uso de semiconductores de potencia. Se presentan rectificadores tanto para circuitos monofásicos como para circuitos trifásicos. Además, se los puede clasificar de acuerdo con el tipo de conmutación que tienen los semiconductores de potencia. Es decir, se tienen rectificadores controlados, no controlados y semicontrolados.

Los rectificadores no controlados hacen uso de diodos, los cuales por su naturaleza de funcionamiento solo permiten el paso de cierta parte de la onda de entrada. Los rectificadores controlados utilizan tiristores para la realización de conversión de energía el tiempo que estos se conmuten dependerá del control que se tenga. Los rectificadores semicontrolados utilizan tiristores y diodos para la conversión.

### 1.3.5.3 Conversor DC/DC – Troceadores

Este tipo de conversores permiten la regulación de una fuente DC a otra de mayor o menor voltaje. La regulación de voltaje se da por la conmutación de los semiconductores de potencia que pueden ser BJT, MOSFET, IGBT, utilizando como técnica de control por ancho de pulso o también conocido como PWM. Estos conversores se clasifican en:

- Convertidor Buck (reductor)
- Convertidor Boost (elevador)
- Convertidor Buck-Boost (reductor/elevador)
- Convertidor Cúk

Para el diseño de estos conversores es importante entender las topologías básicas de reductor y el elevador, pues de ellas se derivan los siguientes. Para el desarrollo de esta tesis nos enfocaremos en el conversor Buck (reductor) que es el que se utilizará dentro de este proyecto.

#### 1.3.5.3.1 Convertidor Buck (reductor)

Los conversores Buck se encargan de disminuir el voltaje entrada CC a un voltaje de salida CC. El funcionamiento del reductor dependerá del modo de conmutación del interruptor que se esté usando (TBJ, MOSFET, IGBT). De modo que, el voltaje de salida dependerá del tiempo de encendido del interruptor. Entonces, el tiempo de conmutación ( $T_s$ ) tiene como resultado la suma del tiempo de encendido ( $t_{on}$ ) y de apagado ( $t_{off}$ ) [21].

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (1.1)$$

Donde el voltaje de salida es:

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} V_{in} \quad (1.2)$$

La relación del tiempo de encendido y apagado es conocida como relación de trabajo ( $\delta$ ).  
reemplazando en la Ecuación 1.1 se obtiene:

$$V_o = \delta \cdot V_{in} \quad (1.3)$$

Entonces:

$$\delta = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (1.4)$$

Por consiguiente, al variar la relación de trabajo del interruptor se modifica el voltaje de salida del convertidor. La Figura 1.19 muestra el esquema del convertidor Buck para una carga resistiva.

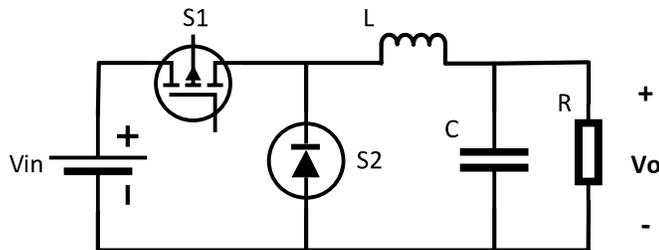


Figura 1.19. Topología convertidor Buck.

#### 1.3.5.4 Convertor DC/AC – Inversores

Este tipo de convertidores tienen como objetivo convertir energía alterna a partir de una fuente continua. Estos tipos de inversores tienen varias formas de clasificación, sin embargo, nos enfocaremos en la por fuente de alimentación. Es decir, Inversores alimentados por tensión (VSI) y los Inversores alimentados por corriente(CSI) [21].

Los VSI a su vez se clasifican en tres grupos dependiendo su forma de control y estos son:

- Inversores modulados por ancho de pulsos.
- Inversores de onda cuadrada.
- Inversores monofásicos con cancelación de voltaje.

Otra de las clasificaciones para los inversores es de acuerdo con la topología del circuito de potencia:

- Inversores monofásicos
- Inversores trifásicos

Al ser basarse este proyecto en la mitigación de variaciones de corta duración en cargas residenciales, solo se enfocará en los inversores monofásicos y técnicas de modulación.

### 1.3.5.4.1 Inversores monofásicos

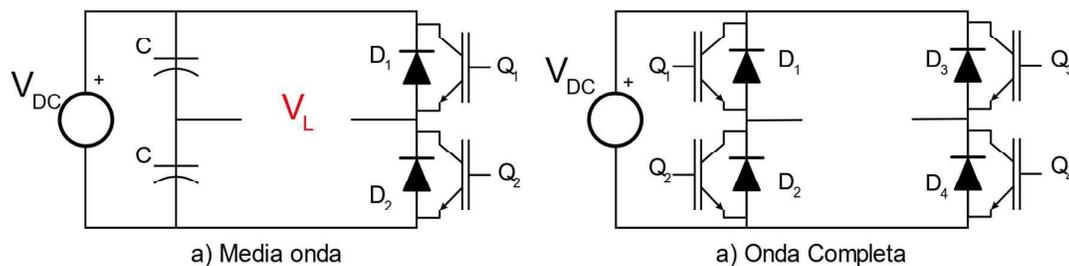
Estos tipos de inversores se diferencian dependiendo de la topología en:

- Inversores tipo puente
  - Media Onda
  - Onda Completa
- Push-Pull

#### 1.3.5.4.1.1 Inversores tipo puente

Este tipo de circuito cuenta ya sea con dos interruptores o cuatro, para inversor tipo puente de media onda y para uno de onda completa, respectivamente.

En el inversor tipo puente, el voltaje que va a circular por la carga dependerá de cómo se enciendan y apaguen los interruptores. Se puede utilizar como interruptores MOSFET, IGBTs.

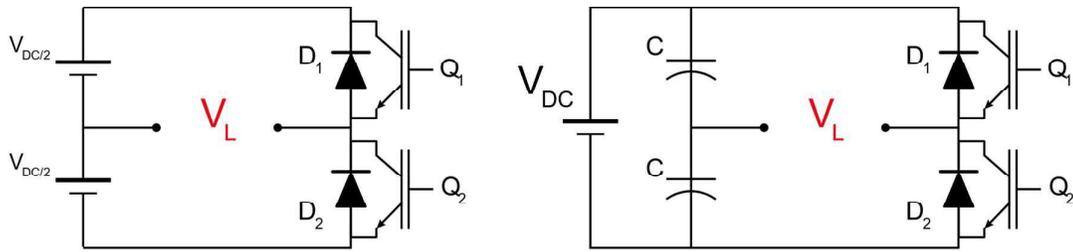


**Figura 1.20.** Tipo de inversores tipo puente [22].

#### 1.3.5.4.1.2 Inversor tipo puente de media Onda

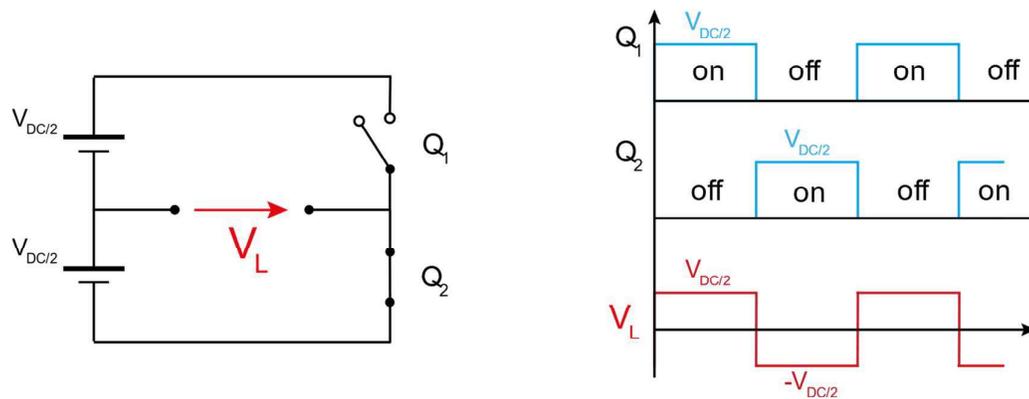
Este tipo de inversor se compone ya sea de dos fuentes de voltaje del mismo valor, o de dos capacitores del mismo valor, y dos interruptores controlados. Como se muestra en la Figura 1.21.

El funcionamiento se base en la conexión y desconexión de los interruptores, de tal modo, se tiene una onda cuadrada cuya amplitud será la mitad del voltaje de fuente.



**Figura 1.21.** Inversor tipo medio puente con dos fuentes simétricas y tipo medio puente con capacitores [22].

Este inversor presenta una señal de salida tipo cuadrada, como se en la Figura 1.22. Por consiguiente, tiene un alto contenido armónico. Además, su amplitud no puede ser controlada, por lo que en caso de requerir modificación se requiere un convertor previo que modifique el voltaje de la fuente.



**Figura 1.22.** Funcionamiento básico de un inversor en medio puente [22].

### 1.3.5.4.1.3 Inversor tipo puente de onda completa

Este circuito, a diferencia del anterior tendrá como amplitud a la salida del inversor el valor de la fuente completo, ya sea positiva o negativa y cero. Al conectar Q1 y Q4, la carga queda sometida a un voltaje positivo de la fuente, +VE. Al desconectar Q1 y Q4 y conectando Q2 y Q3, el voltaje se invierte, es decir toma el valor de -VE. Esta es la principal diferencia con el inversor tipo puente de media onda.

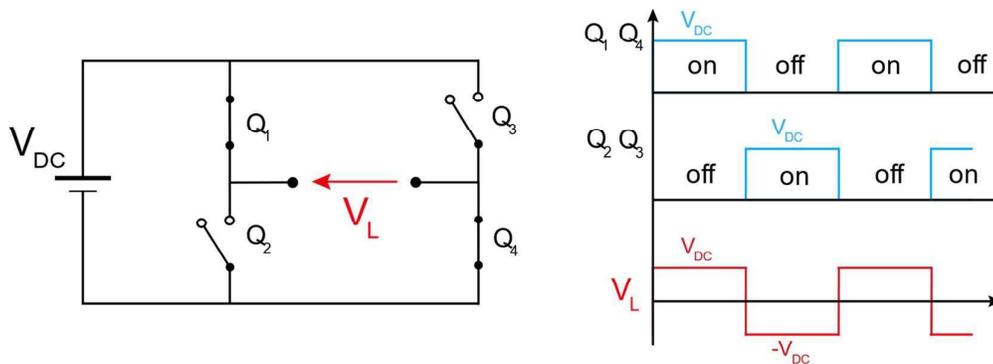


Figura 1.23. Funcionamiento básico del inversor tipo puente de onda completa [22].

### 1.3.5.4.2 Push-Pull

El inversor Push-Pull, también conocido como contrafase, requiere un transformador primario con tap central, y dos interruptores. Dependiendo que interruptor se active, la bobina del primario inducirá positiva o negativamente a la bobina del secundario. La Figura 1.24 muestra la topología y las formas de onda que se tienen en este convertidor.

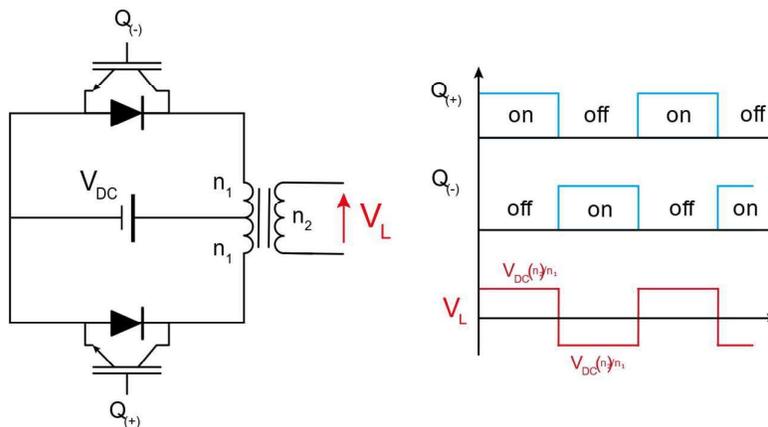


Figura 1.24. Topología y formas de onda del inversor Push-Pull [22].

Estos convertidores se caracterizan porque la señal de control de ambos interruptores está tienen un mismo punto de referencia. Esta cualidad facilita la implementación del control.

### 1.3.6 TÉCNICAS CONMUTACIÓN PARA INVERSORES MONOFÁSICOS

El método de conmutación se dará dependiendo al voltaje de entrada, es decir, si es constante y controlado. Estas características permiten saber qué debe controlar el inversor, magnitud y frecuencia, o solo frecuencia.

### 1.3.6.1 Inversores modulados por ancho de pulsos (PWM).

La modulación de ancho de pulso (PWM, del inglés pulse-width modulation) en un sistema inversor permite controlar la forma de onda de salida de un inversor, en su frecuencia y magnitud. Este tipo de modulación permite reducir el contenido armónico de la señal de salida. Los parámetros de salida de la forma de onda de los inversores dependen de la aplicación [20].

Las técnicas usadas con mayor frecuencia son:

- Modulación por ancho de un solo pulso
- Modulación por ancho de pulsos múltiples
- Modulación por ancho de pulso sinusoidal

#### 1.3.6.1.1 Modulación por ancho de un solo pulso

En este tipo de modulación se compara una señal de referencia rectangular, de amplitud  $A_r$ , con una onda portadora triangular, de amplitud  $A_c$ , obteniendo como resultado un único pulso por cada medio ciclo de la onda generada. El ancho de pulso ( $\delta$ ), está determinado por la relación entre  $A_r$  y  $A_c$ .

La Figura 1.25 muestra el voltaje de salida y las señales de control de un inversor monofásico.

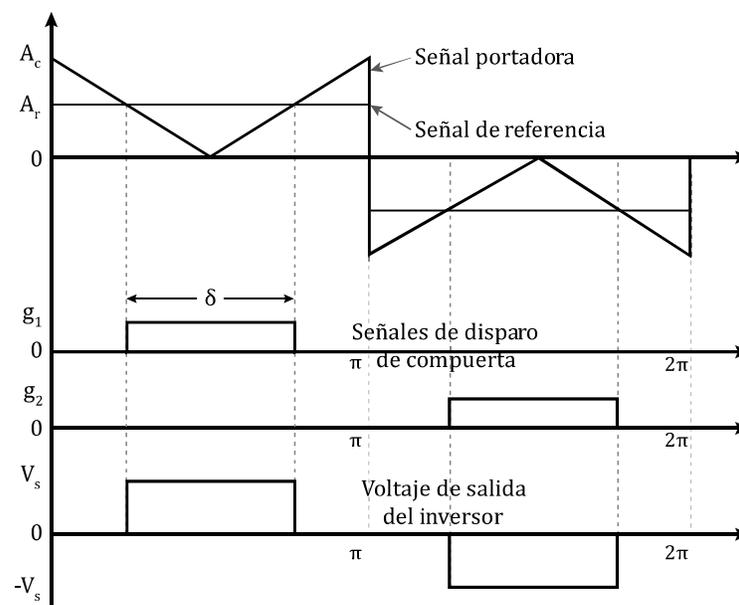


Figura 1.25. Modulación por ancho de un solo pulso [20].

El voltaje eficaz de salida del inversor esta expresado por la Ecuación 1.5:

$$V_{rms} = \left( \frac{2}{T} \int_0^t f(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.5)$$

$$V_{rms} = \left( \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{(\pi-\delta)}{2}}^{\frac{(\pi+\delta)}{2}} V_s^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (1.6)$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar como series de Fourier:

$$v_{rms}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (1.7)$$

Siendo:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad (1.8)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad (1.9)$$

Entonces:

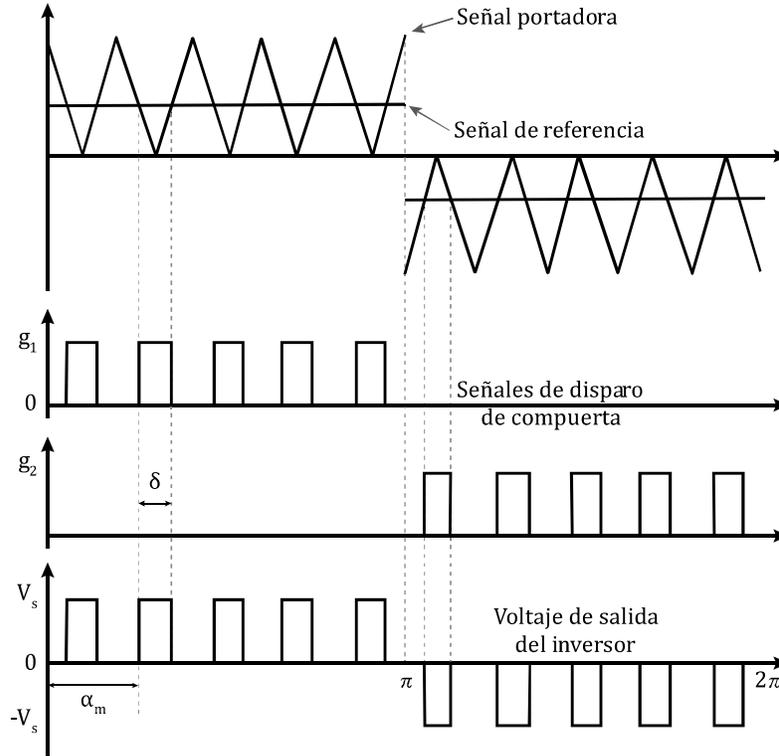
$$v_{rms}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{\pi} \sin n\omega t \right) \quad (1.10)$$

Las principales características de este tipo de modulación son:

- Presencia predominante del armónico de tercer orden.
- Aumento significativo del factor de distorsión a voltajes de salida bajos.

### 1.3.6.1.2 Modulación por ancho de pulso múltiple

Este tipo de modulación se caracteriza porque existe un número de  $p$  pulsos del mismo ancho por cada medio ciclo, el número de pulsos está determinado por la frecuencia de salida  $f_o$  y la frecuencia portadora  $f_c$ . La Figura 1.26 muestra el voltaje de salida y las señales de control de un inversor monofásico controlado mediante modulación por ancho de pulso múltiple.



**Figura 1.26.** Modulación por ancho de varios pulsos [20].

El voltaje rms de salida se expresa mediante la Ecuación 1.11:

$$V_{rms} = \left( \frac{2p}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_s^2 d(\omega t) \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (1.11)$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar como series de Fourier:

$$v_{rms}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (B_n \text{ sen } n\omega t) \quad (1.12)$$

El coeficiente  $B_n$  se calcula analizando un par de pulsos, se asume que los límites del pulso son:  $\omega t = \alpha_m$  y  $\omega t = \alpha_m + \delta$ . El coeficiente de Fourier para un par de pulsos es:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (1.13)$$

$$b_n = \frac{2V_s}{n\pi} \text{ sen } \frac{n\delta}{2} \left[ \text{sen } n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \text{sen } n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (1.14)$$

El coeficiente  $B_n$ , se puede determinar sumando todos los efectos de todos los pulsos [20].

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \text{ sen } \frac{n\delta}{2} \left[ \text{sen } n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \text{sen } n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (1.15)$$

Las principales características de este tipo de modulación son:

- El factor de distorsión se reduce considerablemente respecto a la modulación por un solo ancho de pulso.
- Mayores pérdidas ocasionadas al incremento de conmutaciones de los transistores de potencia.
- El orden de armónicos depende directamente del número de pulsos ( $p$ ), a mayor número de pulsos mayor el orden de los armónicos generados.

### 1.3.6.1.3 Modulación por ancho sinusoidal (SPWM)

En la modulación SPWM (del inglés, Sine Pulse-Width Modulation) el ancho de pulso es variable y se tiene como resultado una disminución significativa tanto de factor de distorsión armónica como de los armónicos de bajo orden. Los pulsos se generan comparando una señal sinusoidal de referencia, con una onda portadora triangular. La frecuencia de salida del inversor está determinada por la onda portadora triangular y su amplitud por la onda modulante sinusoidal. Este tipo de modulación es preferido para sistemas industriales gracias a su fácil implementación.

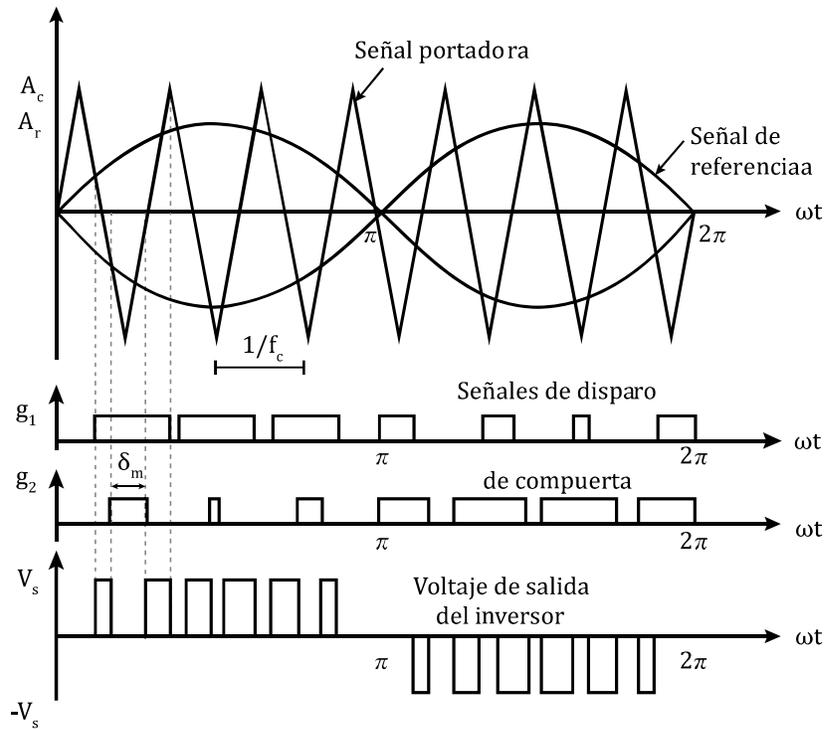
El voltaje de salida rms está representado por la Ecuación 1.16 y puede controlarse por la modulación.

$$V_{rms} = V_s \sqrt{\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi}} \quad (1.16)$$

Donde:

$\delta_m$ : es el ancho de pulso de orden  $m$ .

La Figura 1.27 representa la modulación SPWM, en la cual se puede observar a la señal de referencia ( $A_c$ ) con la portadora ( $A_r$ ), que al cruzarse generan un pulso el cual está comprendido por el espacio debajo de la sinusoidal.



**Figura 1.27.** Modulación por ancho de pulso sinusoidal SPWM [20].

La característica principal de este tipo de modulación es la producción de armónicos de orden superior al noveno, los mismos que son fácilmente mitigados mediante filtros [20].

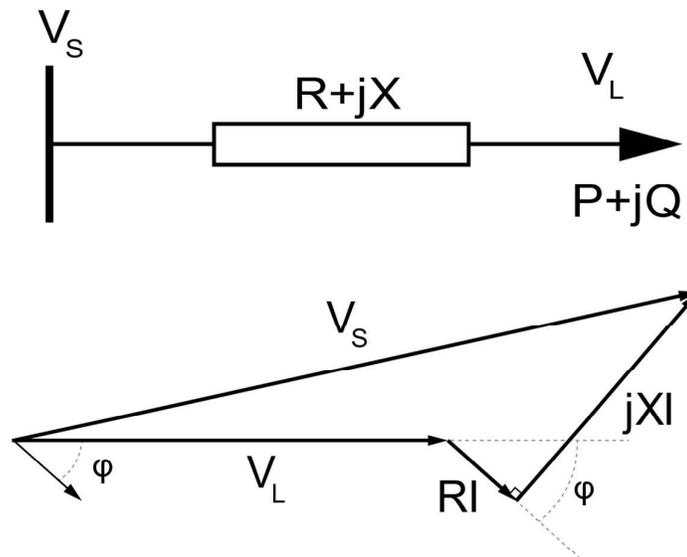
## 2. METODOLOGÍA DE IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO DE RESTAURADOR DINÁMICO DE VOLTAJE

### 2.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Un DVR es capaz de mitigar casi todos los fenómenos perturbadores analizados en el marco teórico, pero, el enfoque de este estudio se basa únicamente en fenómenos perturbadores denominados variaciones de voltaje de corta duración, los cuales no deforman ni alteran la fase del voltaje de suministro de energía eléctrica.

En resumen, las variaciones de corta duración y fluctuaciones de voltaje son producidas por equipos eléctricos que durante su funcionamiento involucran variaciones cíclicas de corriente que a su vez interactúa con la impedancia de la red ( $R + jX$ ).

Para comprender, en términos matemáticos, una perturbación de corta duración de voltaje se debe analizar la Figura 2.1:



**Figura 2.1.** Representación del diagrama fasorial correspondiente a una variación de voltaje de corta duración.

Donde:

$V_S$  Voltaje de suministro.

$V_L$  Voltaje de la carga.

$P$  Potencia activa

- $Q$  Potencia reactiva
- $I$  Corriente nominal de la carga
- $R$  Resistencia total de la red
- $X$  Reactancia total de la red

Una de las consideraciones que se debe tomar en cuenta es que el ángulo entre  $V_s$  y  $V_L$  es muy pequeño; entonces, matemáticamente hablando se obtiene la Ecuación 2.1:

$$\Delta V_L = V_s - V_L \approx RI \cos \varphi + XI \sin \varphi \quad (2.1)$$

Sabiendo que:

$$P = V_L I \cos \varphi \quad (2.2)$$

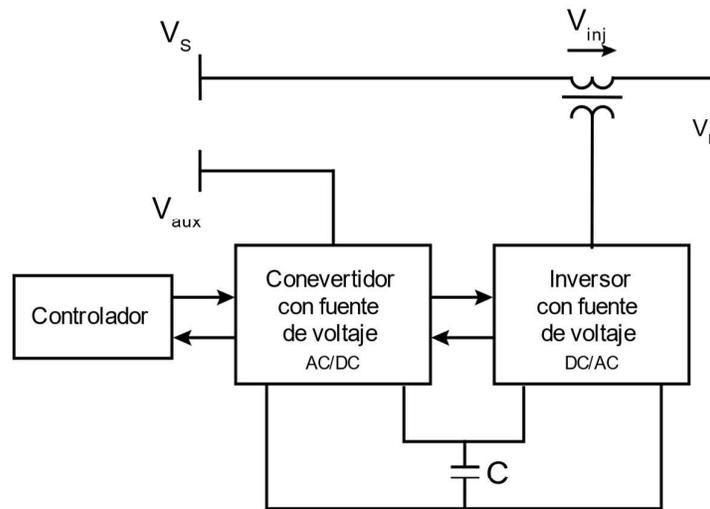
$$Q = V_L I \sin \varphi \quad (2.3)$$

Reemplazando las Ecuaciones 2.2 y 2.3 en la Ecuación 2.1, se obtiene:

$$\Delta V_L = \frac{RP}{V_L} \quad (2.4)$$

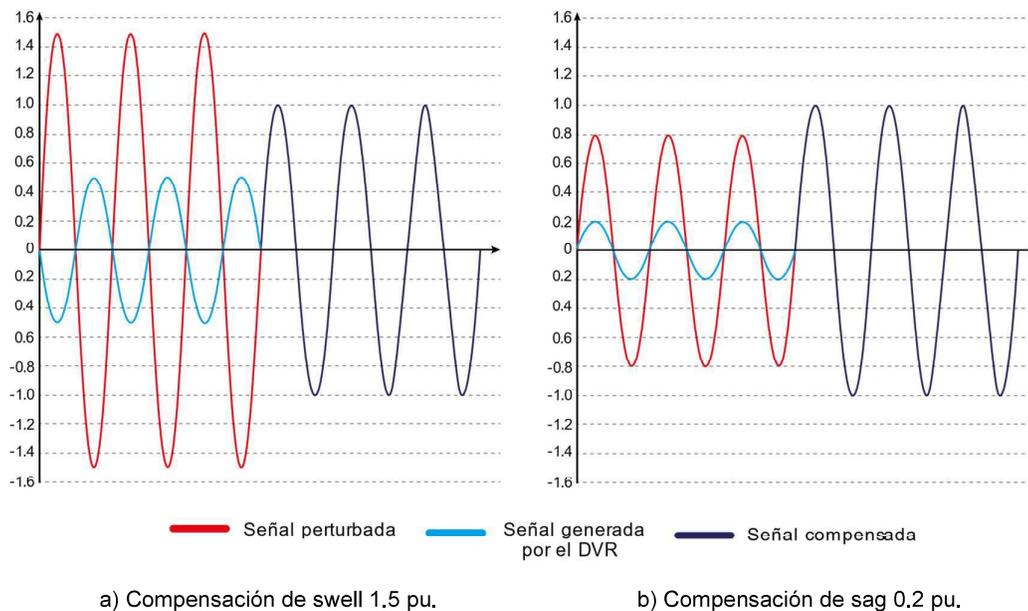
La Ecuación 2.4 demuestra que el efecto de la variación de voltaje de la carga está directamente relacionado con la potencia activa y reactiva en sistemas de distribución, pero para sistemas de transmisión de energía la componente resistiva es prácticamente despreciable por lo cual la variación de voltaje depende de la componente de la potencia reactiva del sistema. Por esta razón existen dos topologías de DVR, como se muestra en la Figura 1.17.

Para el caso de estudio de este documento se diseñará y construirá una topología basada en la Figura 1.17 a), la misma que permite compensar potencia activa, en la Figura 2.2.



**Figura 2.2.** Topologías DVR implementada.

En términos prácticos un DVR funciona absorbiendo (swell) o entregando (sag) potencia durante el tiempo de duración de una perturbación. Este intercambio de energía se efectúa inyectando una onda de voltaje equivalente al efecto nocivo de la perturbación, como se muestra en la Figura 2.3.



**Figura 2.3.** Formas de onda de compensación del DVR.

La onda generada por el DVR será, teóricamente, igual a la compensación requerida por la carga. La onda de voltaje compensatoria se genera en el convertidor DC-AC o VSI (Voltage Source Inverter) y se suma a la señal del suministro en fase o contrafase a la carga a través del transformador de acoplamiento serie. La amplitud de la onda de voltaje

inyectada se calcula utilizando un MCU (Micro Controller Unit) el cual adquiere los datos de un sensor de voltaje conectado a la carga y calcula el ciclo de trabajo del convertidor reductor-Buck para generar la magnitud de voltaje DC. Este voltaje después será utilizado por la VSI para generar la onda AC requerida.

## **2.2 DISEÑO DEL HARDWARE DEL PROTOTIPO DE DVR Y LA FUERTE DE PERTURBACIONES.**

### **2.2.1 DISEÑO DEL HARDWARE DE LA FUENTE DE PERTURBACIONES DE CORTA DURACIÓN.**

Una fuente de perturbaciones de corta duración se puede definir como aquella capaz de producir voltajes diferentes al nominal en un entorno controlado, que se encuentren dentro de los parámetros establecidos por los entes internacionales, para este caso de estudio los estándares establecidos por la IEEE.

Como bien se ha especificado en la Sección 2.1 las perturbaciones que se mitigara son perturbaciones de voltaje de corta duración, razón por la cual se ha escogido un auto transformador con taps como fuente de perturbaciones de voltaje de corta duración.

#### **2.2.1.1 Cálculo del núcleo del autotransformador**

El criterio principal de selección de un transformador es la potencia, la misma que para el caso de estudio se tomara una referencia 400 W.

Conocida la carga, 400 W, se calcula en primera instancia el área del núcleo del transformador, basada en la potencia aparente ( $S$ ).

$$S = P / fp \quad (2.5)$$

Asumiendo una potencia del autotransformador de 400 W y un factor de potencia de 0.8, se obtiene:

$$S = 500 [VA] \quad (2.6)$$

El área del núcleo se determina mediante la Ecuación 2.7.

$$A_C = k_a \sqrt{S} \quad (2.7)$$

Donde,

$A_C$     área del núcleo

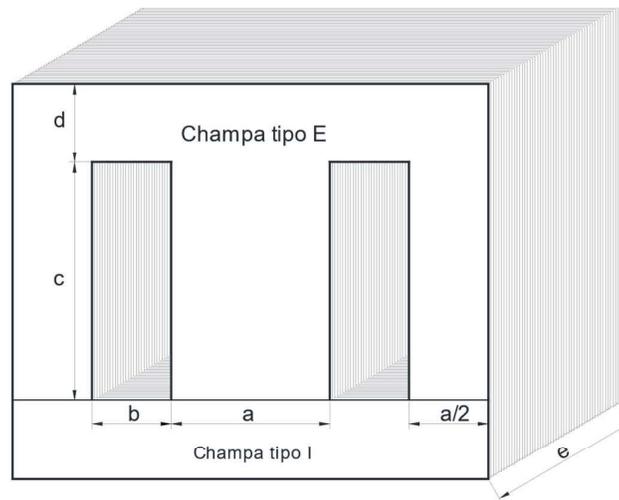
$k_a$     factor de apilamiento

Entonces,

$$A_C = 0.9\sqrt{500} \quad (2.8)$$

$$A_C = 20.12 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (2.9)$$

Conocida el área del núcleo, se selecciona la chapa comercial adecuada tomando como referencia las dimensiones de la champa especificadas en la Tabla 2.1, mediante la Ecuación 2.9 y la Figura 2.4.



**Figura 2.4.** Dimensiones de la chapa.

**Tabla 2.1.** Dimensiones de tipos de chapas comerciales [23].

Chapa #	a (mm)	b (mm)	c (mm)	d (mm)	Área del núcleo (mm <sup>2</sup> )
14	3.5	3.5	8.75	1.75	30.6
18	4.8	4.8	11	2.5	52.8
25	12.5	8	20.75	8	259.4
30	33	27	97	17.5	3201.0
37	9.5	7.95	19	4.8	180.5
60	40	20	60	20	2400.0
62	16	8	24	8	384.0
75	19	9.5	26.5	9.5	503.5
77	22	12	34	12	748.0
111	25.4	12.7	33.1	12.7	840.7
112	28.6	14.3	43	14.3	1229.8
125	32	16	49	16	1568.0
150	45	28.5	117	22.5	5265.0

<b>155</b>	38	19	57	19	2166.0
<b>55E</b>	42	21	21	21	882.0
<b>200</b>	33	27	65	17.5	2145.0
<b>500</b>	64	32	96	32	6144.0
<b>600</b>	50	25	75	25	3750.0
<b>700</b>	64	32	93	32	5952.0
<b>800</b>	82	41	122	41	10004.0

La profundidad del núcleo se calcula mediante la Ecuación 2.13:

$$e = \frac{A_c}{a} \quad (2.10)$$

$$e = \frac{21.66}{3.8} \quad (2.11)$$

$$e = 5.7 \approx 6 [cm] \quad (2.12)$$

Donde,

$e$  profundidad del núcleo

$a$  distancia intermedia de la chapa tipo E, ver Figura 2.4.

Habiendo escogido la chapa adecuada y calculado la profundidad del núcleo mediante la Tabla 2.1 y la Ecuación 2.10, respectivamente; se verifica la potencia del autotransformador mediante la Tabla 2.2.

**Tabla 2.2.** Tabla referencial en base a chapas comerciales [23].

<b>Dimensión del Núcleo [cm]</b>	<b>Potencia Máxima [W]</b>	<b>Vueltas Por Voltio</b>	<b>Área cm<sup>2</sup></b>
1.6 x 1.9	9	14	3.04
2.2 x 2.8	37	7	6.16
2.5 x 1.8	20	9.3	4.5
2.5 x 2.8	49	6	7
2.8 x 1.5	17	10	4.2
2.8 x 2.5	49	6	7
2.8 x 3.5	96	4.3	9.8
2.8 x 5	196	3	14
3.2 x 3.5	125	3.75	11.2
3.2 x 4	163	3.3	12.8
3.2 x 5	256	2.625	16
3.8 x 4	231	2.76	15.2
3.8 x 5	361	2.21	19
3.8 x 6	519	1.85	22.8
3.8 x 7	707	1.58	26.6
3.8 x 8	924	1.38	30.4
3.8 x 9	1170	1.22	34.2

3.8 x 10	1444	1.1	38
3.8 x 11	1747	1.004	41.8
3.8 x 12	2079	0.921	45.6
4.4 x 9	1568	1.06	39.6
4.4 x 10	1940	0.95	44
4.4 x 11	2342	0.867	48.4
4.4 x 12	2787	0.795	52.8

### 2.2.1.2 Cálculo de relación de vueltas del autotransformador de taps.

La relación de vueltas se calcula utilizando la Ecuación 2.13, este es un método abreviado adecuado para el propósito de este estudio.

$$\frac{N}{V} = \frac{42}{a \times e} \quad (2.13)$$

$$\frac{N}{V} = \frac{42}{3.8 \times 6.0} = \frac{42}{22.8} = 1.8411 \approx 1.85 \left[ \frac{\text{vueltas}}{V} \right] \quad (2.14)$$

Se puede concluir, mediante la evaluación de la Ecuación 2.14, que la relación de vueltas por voltio es aproximadamente 1.85, semejante al valor especificado en la Tabla 2.2.

La Tabla 2.3 especifica el número de taps y numero de vueltas aproximadas correspondientes para cada nivel de voltaje del autotransformador construido.

**Tabla 2.3.** Especificaciones de autotransformador con taps construido.

Tap	$V_{pu}$	$V_{nominal}$	Nº vueltas
1	0.15	18	36
2	0.25	30	60
3	0.50	60	120
4	0.65	78	156
5	0.8	96	192
6	0.90	108	216
7	0.95	114	228
8	1.00	120	240
9	1.05	126	252
10	1.10	132	264
11	1.20	144	288
12	1.35	162	324
13	1.50	180	360
14	1.80	216	432

### 2.2.1.3 Cálculo del conductor.

El conductor utilizado se relaciona directamente con la corriente nominal del autotransformador, para encontrar dicha corriente se utiliza la Ecuación 2.15.

$$P = V \cdot I \cdot f_p \quad (2.15)$$

Remplazando la potencia del autotransformador y el voltaje de suministro de energía eléctrica de obtiene:

$$400 = 120 \cdot I \cdot 0.8 \quad (2.16)$$

$$I = 4.166 [A] \quad (2.17)$$

El valor de corriente encontrado mediante la Ecuación 2.15 se relaciona con la Tabla 2.4 [23], para seleccionar el conductor adecuado.

**Tabla 2.4.** Características cables esmaltado [23].

Calibre AWG	Mils circulares	Diámetro [mm]	Corriente [A]
13	5,178	1.83	10.5
14	4,107	1.63	8.3
15	3,257	1.45	6.6
16	2,583	1.29	5.2
17	2,048	1.15	4.1
18	1,624	1.02	3.2
19	1,288	0.91	2.6
20	1,022	0.81	2
21	810.1	0.72	1.6

En consecuencia, se determina que el conductor es calibre 17 AWG.

### 2.2.1.4 Cálculo de pérdidas del autotransformador.

- Cálculo de pérdidas del núcleo

$$P_C = 2 \cdot \gamma_m \cdot \rho_m \cdot a \cdot e \cdot SF \left[ a + \left( \frac{c}{b} + 1 \right) \cdot b \right] \quad (2.18)$$

Donde,

$\gamma_m$  densidad del material del núcleo

$\rho_m$  densidad nominal de flujo

$$P_C = 2 \left( 7.65 \left[ \frac{g}{cm^3} \right] \right) \left( 0.002 \left[ \frac{W}{g} \right] \right) (3.8[cm])(6.3cm)(0.9) \left[ (3.8cm) + \left( \frac{5.7cm}{1.9cm} + 1 \right) (1.9cm) \right] \quad (2.19)$$

$$P_C = 7.52 W \quad (2.20)$$

- Calculo perdidas del cobre

$$P_{cu} = 2 \cdot \rho_c \cdot J^2 \cdot K \cdot c \cdot b \cdot (a + e + b) \quad (2.21)$$

Para calcular este parametro es necesario definir el factor de llenado del conductor por devando primario, para la ventana del embobinado mediante la siguiente formula:

$$K = 0.5 - 0.002\sqrt{V} + 0.0035(S)^{0.25} \quad (2.22)$$

$$k = 0.5 - 0.002\sqrt{120} + 0.0035(500 VA)^{0.25} = 0.49 \quad (2.23)$$

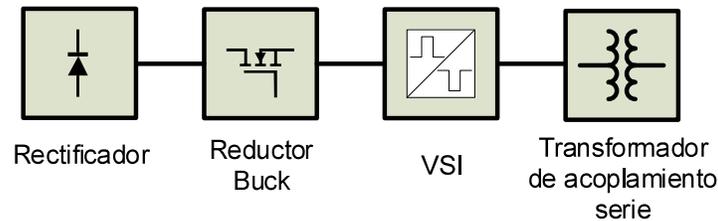
Entonces, las pérdidas del cobre son:

$$P_{cu} = 2(17.1e - 6 \Omega \cdot mm) \left( 2.89 \frac{A}{mm^2} \right)^2 (0.49)(57mm)(19mm)(38 + 63 + 19)mm \quad (2.24)$$

$$P_{cu} = 18.56 W \quad (2.25)$$

## 2.2.2 DISEÑO DEL HARDWARE DEL DVR

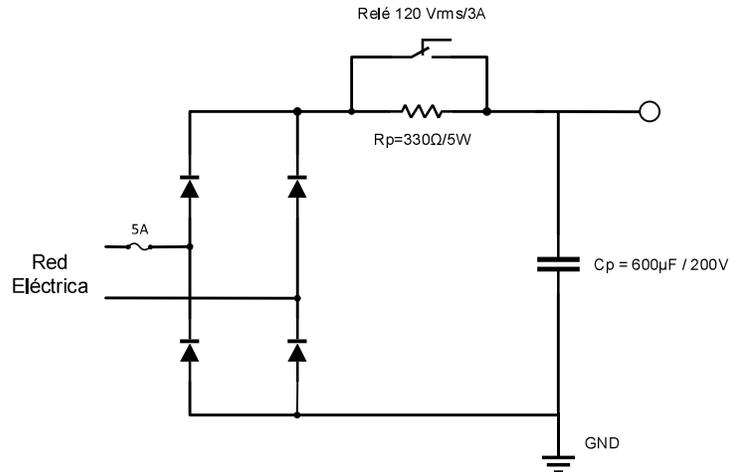
Un DVR se conforma de varias etapas como se describió en las secciones anteriores, la Figura 2.5 muestra el diagrama de bloques del prototipo de DVR construido.



**Figura 2.5.** Topología del DVR implementado.

### 2.2.2.1 Diseño del conversor AC-DC (Rectificador).

El rectificador es una etapa de potencia que permite la transición de AC a DC, la Figura 2.6 muestra la configuración del rectificador y el respectivo filtro pasa bajos.



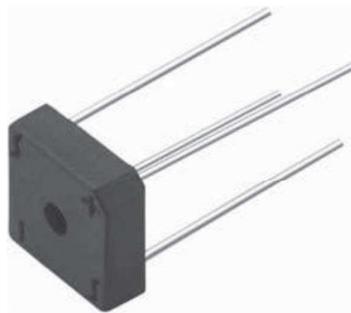
**Figura 2.6.** Circuito rectificador.

### 2.2.2.1.1 Selección de diodo

La selección del rectificador consiste en determinar la corriente y voltaje máximos de operación para una carga de 400 W. La Tabla 2.5 muestra las características principales del diodo de potencia utilizado.

**Tabla 2.5.** Características diodo de potencia [24].

Parámetros		Valores
Corriente directa	$I_F$	5 [A]
Voltaje pico repetitivo	$V_{RRM}$	1000 [V]
Voltaje del diodo	$V_F$	1.1 [V]
Temperatura máxima de trabajo	$T_{max}$	150 [°C]



**Figura 2.7.** Diodo de potencia.

### 2.2.2.1.2 Cálculo del filtro

El capacitor del rectificador hace las veces de un filtro pasa bajos, el mismo que permite aplanar la onda rectificada. El circuito RC mostrado en la Figura 2.8 permite calcular el valor del capacitor utilizado mediante el análisis del tiempo de carga del capacitor, durante la energización del circuito.

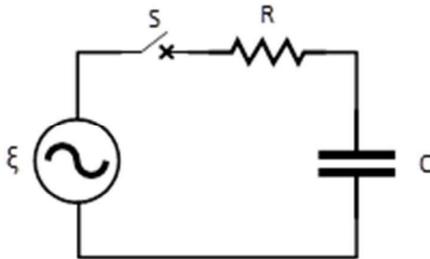


Figura 2.8. Equivalente circuito RC

Para este análisis se considera que el capacitor este descargado, al cerrar S existirá un flujo de corriente, efecto de la carga del capacitor. Aplicando Kirchhoff tenemos.

$$\xi - IR - \frac{q}{C} = 0 \quad (2.26)$$

Derivando respecto al tiempo se tiene:

$$-R \frac{di}{dt} - \frac{1}{C} \frac{dq}{dt} = 0 \quad (2.27)$$

Aplicando la definición de corriente del capacitor y remplazándola en la ecuación anterior se obtiene:

$$-R \frac{di}{dt} - \frac{1}{C} i = 0 \quad (2.28)$$

Resolviendo la ecuación diferencial de primer orden se obtiene:

$$\frac{di}{i} = -\frac{1}{RC} dt \Rightarrow \int \frac{di}{i} = \int -\frac{1}{RC} dt \quad (2.29)$$

$$\ln\left(\frac{i(t)}{i_o}\right) = -\frac{t}{RC} \quad (2.30)$$

En el instante  $t = 0^+$ , la carga del capacitor es nula, se expresa mediante la Ecuación 2.31

$$i_o = \frac{\xi}{R} \quad (2.31)$$

Remplazando la Ecuación 2.31 en la Ecuación 2.30, y despejando se obtiene la corriente del capacitor para cualquier instante, Ecuación 2.32.

$$i_C(t) = \frac{\xi}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.32)$$

Para determinar el voltaje del capacitor en cualquier instante se aplica la definición de carga del capacitor para cualquier instante, la misma que se obtiene integrando la Ecuación 2.32, como se expresa en la Ecuación 2.33.

$$q(t) = \int i(t)dt = \xi C \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (2.33)$$

Conociendo que:

$$V_C = \frac{q}{C} \quad (2.34)$$

Se concluye que el voltaje del capacitor para cualquier instante se determina mediante la Ecuación 2.35.

$$V_C(t) = \xi \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (2.35)$$

Donde:

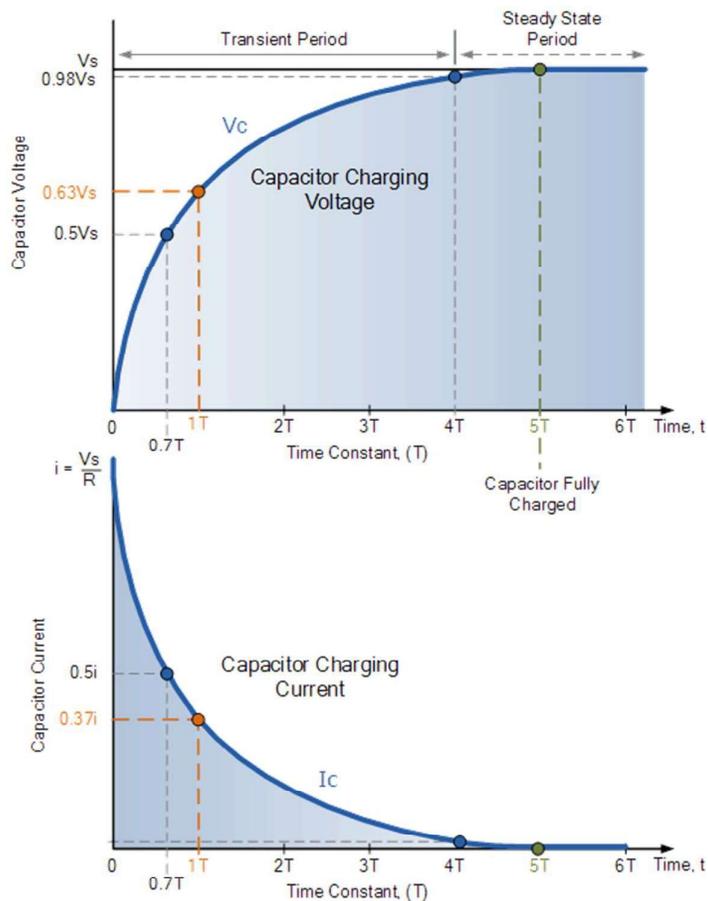
- $V_C$  Voltaje a los bornes del capacitor
- $\xi$  Fuente de voltaje de suministro
- $t$  Tiempo
- $RC$  Constante de tiempo de carga del capacitor

La Figura 2.9 representa la ecuación de carga del capacitor y resolviendo se obtiene la Tabla 2.6, con la cual se puede analizar el valor de la resistencia del circuito.

**Tabla 2.6.** Ecuación de carga del capacitor.

Unidad de tiempo	Constante de tiempo	Porcentaje de carga	
		Voltaje (%)	Corriente (%)
0.5	<b>0.5T = 0.5RC</b>	39.3	60.7
0.7	<b>0.7T = 0.7RC</b>	50.3	49.7
1	<b>T = RC</b>	63.2	36.8
2	<b>2T = 2RC</b>	86.5	13.5
3	<b>3T = 3RC</b>	95	5
4	<b>4T = 4RC</b>	98.2	1.8

5	$5T = 5RC$	99.3	0.7
---	------------	------	-----



**Figura 2.9.** Carga y descarga del capacitor.

Según la Tabla 2.6, se cumple que para un 95 % de carga del capacitor:

$$3T = 3 \cdot RC \quad (2.36)$$

Asumiendo:

$$3T = 0.5 \text{ [s]} \quad (2.37)$$

$$R = 300 \text{ [\Omega]} \quad (2.38)$$

Se obtiene:

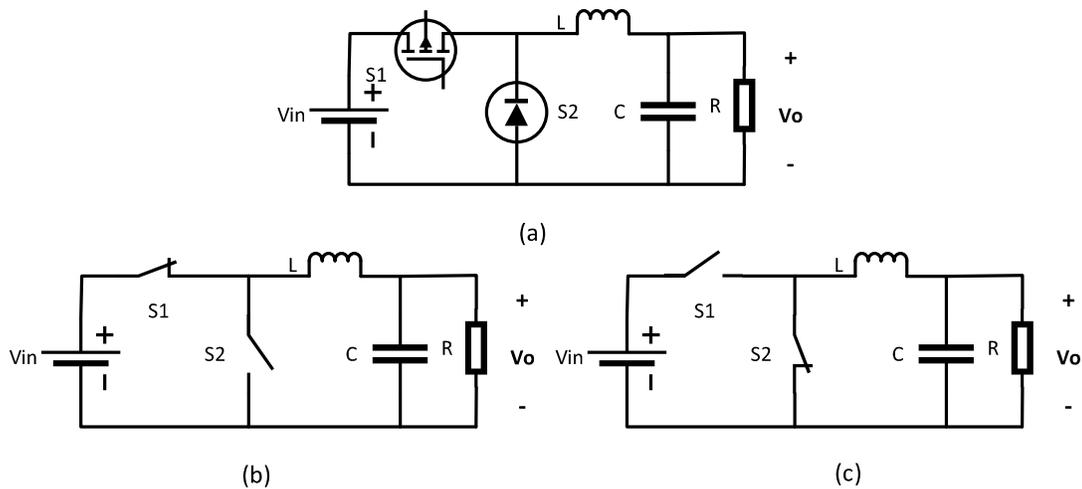
$$0.5 = 3 \cdot 330 \cdot C \quad (2.39)$$

$$C = 505 \text{ [\mu F]} \quad (2.40)$$

Dada la frecuencia del sistema es posible utilizar un capacitor de mayor capacidad, por lo tanto, el capacitor seleccionado es de  $600 \text{ [\mu F]}$ .

### 2.2.2.2 Diseño del convertor DC-DC, reductor de voltaje (Buck).

Para realizar el diseño del reductor, se analiza el circuito Figura 2.10 en dos etapas, es decir, para tiempo ON y tiempo OFF de S1. Por lo tanto, se tiene en la primera etapa cuando el interruptor S1 encendido y al S2 abierto, y en la segunda etapa al S1 apagado y al S2 encendido.



**Figura 2.10.** Etapas de análisis del convertor Buck (a) Topología de un convertor DC/DC, reductor. (b) Encendido y (c) Apagado.

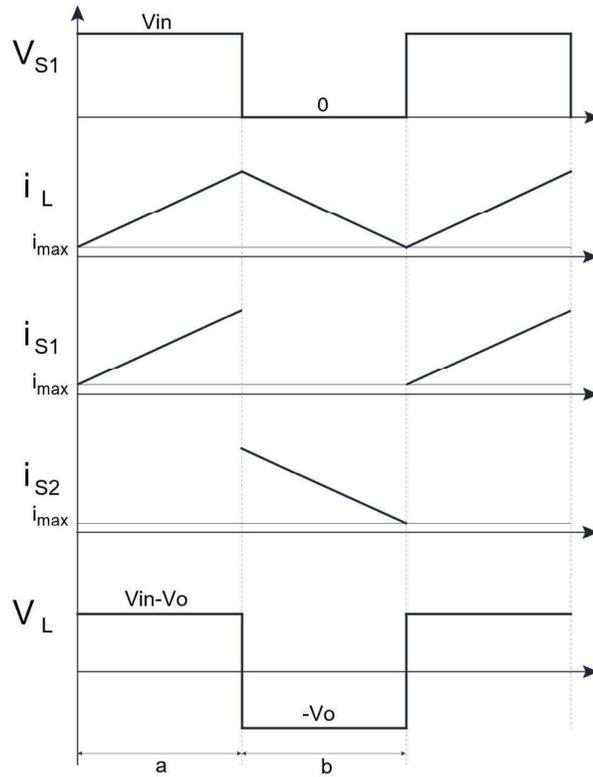
Para realizar el diseño se considera que el circuito está en conducción continua. En otros términos, la corriente que circula por la bobina nunca es cero, sin importar si el interruptor S1 está encendido o apagado. Para cumplir esta condición se debe cumplir que al menos sea  $\delta = 0.5$ .

Siendo así:

$$I_{min} \neq 0 \rightarrow I_{min} = 0.05 \cdot I_{max} \Rightarrow \text{Conducción continua} \quad (2.41)$$

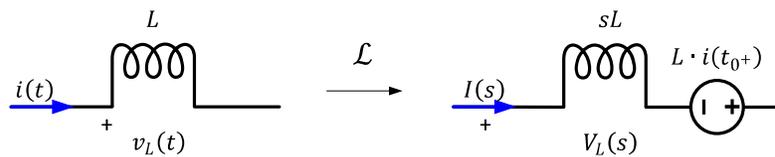
$$\therefore I_{min} = 0 \Rightarrow \text{Conducción discontinua} \quad (2.42)$$

Las formas de onda del reductor Buck se presentan en la Figura 2.11, en la que se puede ver el comportamiento tanto de voltaje como de corriente en los componentes del convertidor. El tiempo de encendido o de excitación del interruptor (tiempo ON), se representa con la letra "a." El tiempo de desconexión (tiempo OFF), se representa con la letra "b".



**Figura 2.11.** Formas de onda de voltaje y corriente del inductor y del interruptor del conversor Buck.

En el inductor al tiempo cero se tiene, ver Figura 2.12:



**Figura 2.12.** Equivalencia del inductor del dominio de tiempo a dominio de frecuencia.

Donde:

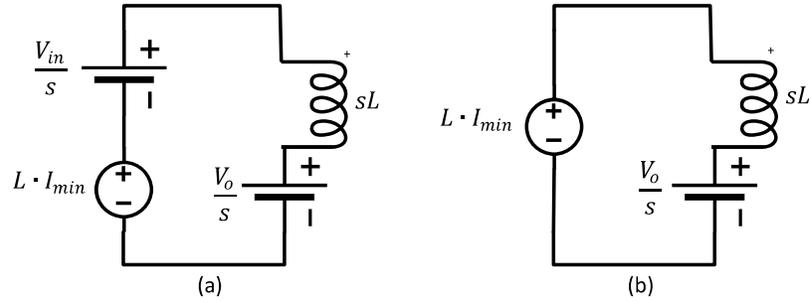
$L$  Inductancia

$i(0^+)$  Corriente en el Inductor en condiciones iniciales.

De la Figura 2.12 se puede deducir el voltaje de línea:

$$V_L(s) = I(s) \cdot sL - L \cdot i(0^+) \quad (2.43)$$

Modelado:



**Figura 2.13.** Circuito equivalente del reductor en dominio de frecuencia: (a) S1 encendido. (b) S1 apagado

Resolviendo el circuito (a) de la Figura 2.13 en el dominio de la frecuencia se obtiene [25]:

$$I(s) = \frac{V_{in}-V_o+s \cdot I_{min}}{L s^2} \quad (2.44)$$

Aplicando la transformada inversa de Laplace se obtiene:

$$i(t) = \frac{V_{in}-V_o}{L} t + I_{min} \quad (2.45)$$

Evaluando en  $t = a$  (tiempo de encendido), ver Figura 2.11, se obtiene.

$$i(t) = I_{max} \quad (2.46)$$

$$I_{max} = \frac{V_{in}-V_o}{L} a + I_{min} \quad (2.47)$$

Reemplazando  $a$  por la relación de trabajo del reductor, se obtiene

$$L = \frac{V_{in}-\delta V_{in}}{I_{max}-I_{min}} \delta T_s \quad (2.48)$$

$$L = \frac{V_{in}(1-\delta)}{\Delta i} \frac{\delta}{f} \quad (2.49)$$

La frecuencia a la trabaja el conversor es 31.25 KHz y considerando un rizado del 20%, y siendo la corriente máxima 2A. Reemplazando, se tiene:

$$L = \frac{2(120\sqrt{2})}{\pi} (1-0.5) \frac{0.5}{31250} \quad (2.50)$$

$$L = 2.16mH \approx 3mH \quad (2.51)$$

Con los resultados obtenidos, se aproxima la inductancia a 3mH, para un mejor rizado de corriente.

### 2.2.2.2.1 Cálculo del capacitor del reductor de voltaje (Buck).

Mediante un análisis similar al del utilizado para el cálculo del inductor se obtiene la ecuación característica del capacitor del reductor Buck, el detalle del análisis se encuentra en [25].

$$C = \frac{(V_{in}-V_o)\delta}{8\Delta V_o \cdot F_s^2 \cdot L} \quad (2.52)$$

De igual manera y bajo las mismas consideraciones que se tomó para el cálculo de la inductancia, se calcula el capacitor reemplazando los valores en la Ecuación 2.52. Además, se estimando un rizado de voltaje  $\Delta V_o = 2 \text{ mV}$ , se obtiene:

$$C = \frac{\frac{2(120\sqrt{2})}{\pi} \cdot 0.5 \cdot 0.5}{8 \cdot 0.002 \cdot 31250^2 \cdot 0.003} \quad (2.53)$$

$$C = 576 \mu\text{F} \approx 600 \mu\text{F} \quad (2.54)$$

### 2.2.2.2.2 Selección del MOSFET del reductor de voltaje (Buck).

La selección del MOSFET consiste en analizar cuál es la corriente máxima, así como también el voltaje.

Entonces, el voltaje máximo del suministro de energía es:

$$V_{pico} = 120\sqrt{2} \approx 169.706 \text{ V} \approx 170 \text{ V} \quad (2.55)$$

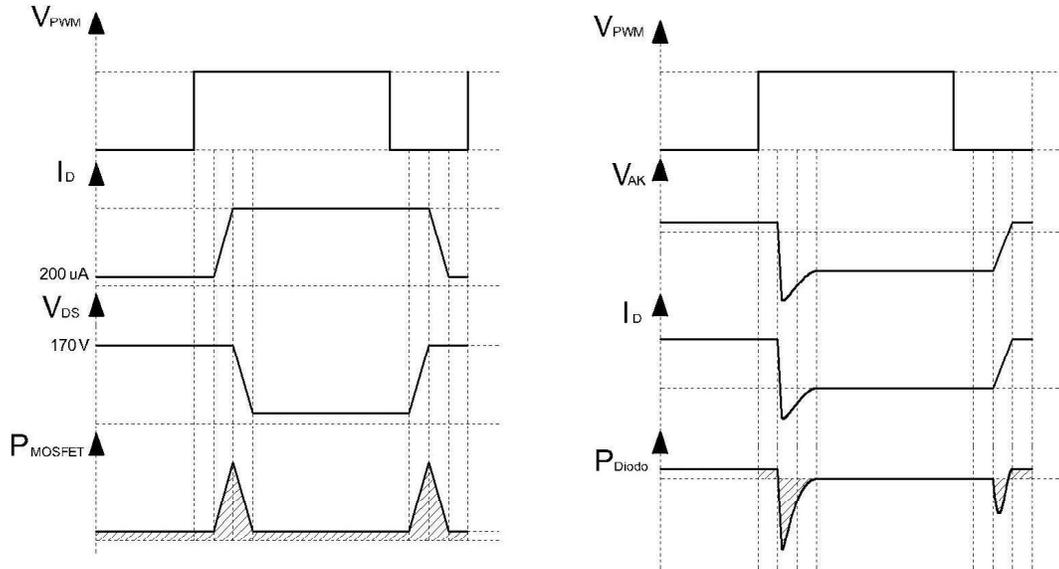
Además, el MOSFET debe soportar al menos una corriente de 3.3 A. Con esta premisa la Tabla 2.7 muestra las características del MOSFET IRF740.

**Tabla 2.7.** Características MOSFET [26].

Parámetros		Valores
Corriente drain	$I_D$	6.3 A
Voltaje drain-source	$V_{DS}$	400 V
Resistencia DS (on-state)	$R_{DS(ON)}$	0.55 $\Omega$
Tiempo de retardo de encendido	$t_{d(on)}$	14 ns
Tiempo de retardo de apagado	$t_{d(off)}$	50 ns
Rise time	$t_r$	27 ns
Fall time	$t_f$	24 ns

### 2.2.2.2.3 Cálculo de pérdidas del reductor Buck

El reductor Buck se constituye por dos elementos de potencia de estado sólido.

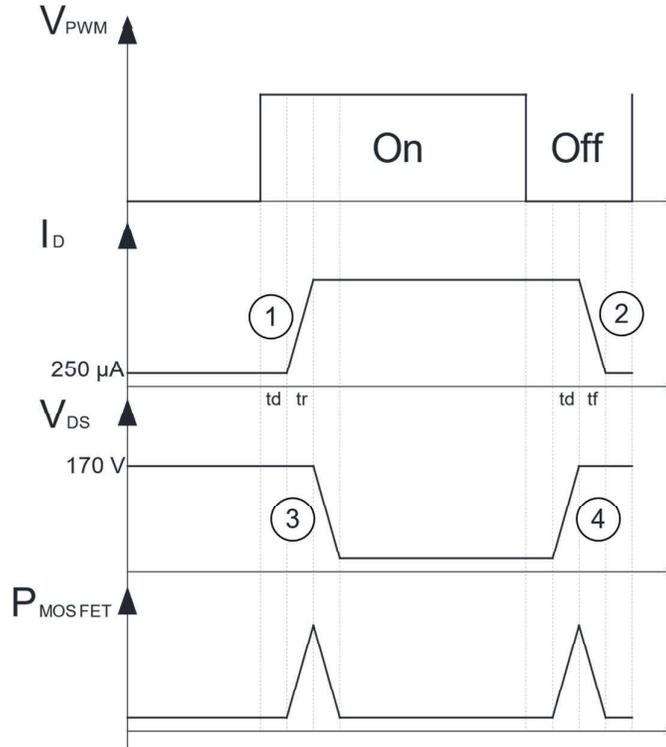


**Figura 2.14.** Formas de onda de conmutación MOSFET y diodo, respectivamente.

La determinación de la potencia consumida en el proceso de conmutación de los elementos de estado sólido en estado dinámico y estático está dada por la Ecuación 2.56:

$$P_{Dm} = \frac{1}{T} \int_0^t i(t) \cdot v(t) dt \quad (2.56)$$

La Ecuación 2.56 hace referencia al voltaje y corriente del MOSFET para poder determinar la potencia de disipación, estos valores se pueden obtener mediante el análisis de la Figura 2.14, y los datos de características del MOSFET que se encuentran en [26]. A continuación, se presenta un ejemplo de determinación de las ecuaciones que permiten determinar las pérdidas en el MOSFET en base a la Figura 2.15.



**Figura 2.15.** Formas de onda típicas de conmutación del MOSFET.

Para determinar la ecuación característica de las pendientes se utiliza la ecuación de la recta, Ecuación 2.57, y los valores correspondientes al IRF740 [27].

$$y = mx + b \quad (2.57)$$

Aplicando este concepto se obtiene las ecuaciones de voltaje y corriente necesarias para calcular la potencia de pérdidas del MOSFET:

$$i(t) = \frac{8A - 250\mu A}{0.023\mu s} t + 250\mu s = 348t \quad (2.58)$$

$$i(t) = \frac{250\mu A - 8A}{0.02\mu s} t + 8A = -400t + 8 \quad (2.59)$$

$$v(t) = \frac{2V - 170V}{0.02\mu s} t + 170 = -8400t + 170 \quad (2.60)$$

$$v(t) = \frac{170V - 2V}{0.023\mu s} t + 2A = -7304t + 2 \quad (2.61)$$

Con las ecuaciones características, ecuaciones de la curva de potencia de la Figura 2.15, se aplica la Ecuación 2.56.

$$P_D = 0.01 \left[ \int_0^{0.023} 348t \cdot dt + \int_0^{0.020} (-8400t + 170) dt + \int_0^{0.023} (7304t + 2) dt + \int_0^{0.020} (-400t + 8) dt \right] \quad (2.62)$$

$$P_D = 0.0413 \text{ W} \quad (2.63)$$

La potencia estática se reduce a calcular el área de los rectángulos debajo de la curva de la potencia de la Figura 2.15.

$$P_E = 0.01 \left[ \int_0^{0.014} (250\mu\text{A} \cdot 170\text{V})dt + \int_0^{70} 2\text{V} \cdot 8\text{A}dt + \int_0^{30} (250\mu\text{A} \cdot 170\text{V})dt \right] \quad (2.64)$$

$$P_E = 11.21 \text{ W} \quad (2.65)$$

La potencia total disipada por el mosfet se calcula sumando la potencia estática y dinámica.

$$P_{Tmosfet} = 0.0413 + 11.21 \quad (2.66)$$

$$P_{Tmosfet} = 11.21 \text{ W} \quad (2.67)$$

Calculo potencia diodo.

$$P_{Diodo} = 0.01 \int_0^{0.014} (1.4\text{V} \cdot 8\text{A})dt + \int_0^{29.9} (1.4\text{V} \cdot 8\text{A})dt \quad (2.68)$$

$$P_{Diodo} = 3.35 \text{ [W]} \quad (2.69)$$

La potencia total de disipación será:

$$P_T = 3.35 + 11.21 \quad (2.70)$$

$$P_T = 14.6 \text{ [W]} \quad (2.71)$$

### 2.2.2.2.3.1 Selección del disipador de calor del MOSFET

Una vez encontrado la potencias estáticas y dinámicas, se procede a la selección del disipador. Se considera que 11.21 W corresponde a la potencia normal de 1 elemento de potencia. Con fines prácticos se considera que, para el cálculo del disipador, la potencia normal de un elemento de potencia es 20 W. Según el valor de datasheet del MOSFET, la resistencia térmica entre la unión y la cápsula del componente corresponde a  $1 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ,  $Z_{TJ}$ . La temperatura máxima de juntura es de  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $T_j$ . La temperatura de la carcasa es de  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $T_c$ . Temperatura del disipador es de  $56 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $T_D$ . La temperatura del aire circundante que se asume es de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $T_A$ . Por último, la resistencia de térmica entre cápsula y disipador, también conocida como de montaje  $Z_{TH}$ , se asume un valor de  $1.2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , ya que la unión se dará directamente con pasta térmica.

Entonces, para el cálculo de la resistencia térmica del disipador se presenta la Figura 2.16. De tal forma, por la analogía de circuitos eléctricos y resolviendo, se tiene:

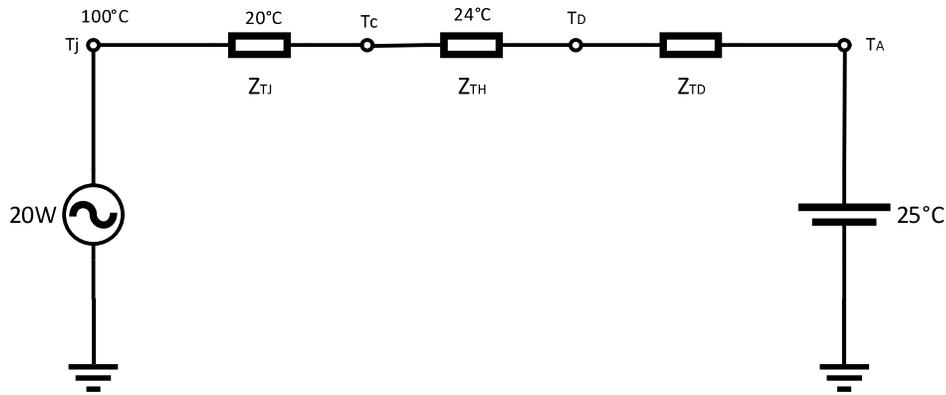


Figura 2.16. Esquema para montaje de disipador.

$$Z_{TD} = \frac{T_j - T_A}{P} - (Z_{TJ} + Z_{TH}) \quad (2.72)$$

$$Z_{TD} = \frac{100^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{20\text{ W}} - \left(1 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 1.2 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}\right) \quad (2.73)$$

$$Z_{TD} = 1.55 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (2.74)$$

Todos los equipos están fabricados a trabajar a ciertas características y una de estas es la altitud a la que va a estar funcionando. Por esta razón, se hace un ajuste al valor de resistencia térmica del disipador, por medio de un factor de compensación por altura.

$$Z_{TD} = 1.55(0.8) \left[\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}\right] \quad (2.75)$$

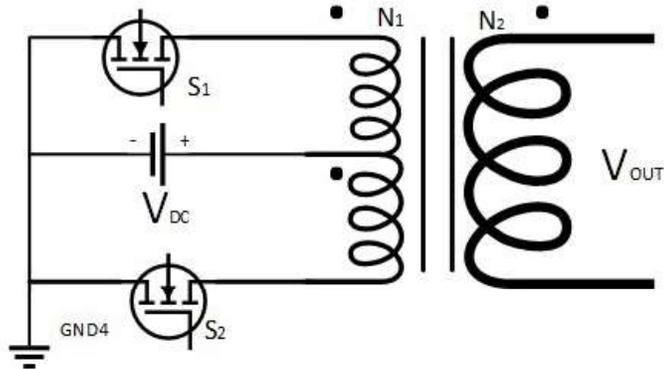
$$Z_{TD} = 1.24 \left[\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}\right] \quad (2.76)$$

Con el resultado obtenido se debe buscar un disipador de máximo  $1.24 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ , resistencia térmica.

### 2.2.2.3 Diseño del convertor DC-AC (Inversor).

Este inversor se escogió por la capacidad de aislar el circuito de control y de potencia. Además, permite que las tierras de las señales de control sean la misma con la fuente del inversor, lo que facilita el control, como se muestra en la Figura 2.17. Para el diseño de este convertor se requiere saber la tensión que se va a suministrar a la carga. La amplitud del voltaje de salida dependerá tanto del voltaje de alimentación (suministrado convertor DC-DC),  $V_{DC}$ , así como de la relación de transformación del transformador,  $N_2/N_1$ , como se expresa en la Ecuación 2.52.

$$V_{out} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{DC} \quad (2.77)$$



**Figura 2.17.** Esquema Push-Pull.

El voltaje de entrada,  $V_{DC}$  que se requiere está determinado por la Ecuación 2.53:

$$V_{DC} = V_{pico} - V_{diodo} \quad (2.78)$$

$$V_{DC} = 168 \text{ [V]} \quad (2.79)$$

Como se puede observar el voltaje de salida no requerirá una relación de transformador superior a 1. El voltaje continuo de entrada puede ser modificado de acuerdo con la relación de trabajo en convertor Buck. La señal que se tengan a la salida del inversor dependerá del método de modulación que se utilice en el convertor, para este proyecto se utiliza una modulación SPWM. De tal forma, la onda de salida que se obtiene se aproxima a la sinusoidal.

Los interruptores que se utilizan en esta topología son del mismo tipo que se utiliza en el buck. Los MOSFET IRF840 son capaces de soportar un voltaje de hasta 400 V, el cual cumple con el voltaje máximo que deben soportar los interruptores, 216 V, que es el doble del voltaje de entrada [28]. Para que el inversor cumpla con la frecuencia requerida se debe configurar el tiempo de conmutación de los MOSFET, esto se detallará más adelante en la sección de software.

## 2.2.3 SELECCIÓN DEL MICROPROCESADOR, CIRCUITOS ELECTRÓNICOS Y FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

### 2.2.3.1 Selección del microprocesador

El DVR a través de la fuente inversora de voltaje controlado tiene por objetivo mantener el voltaje en 1.0 p.u. cuando el voltaje de suministro presente perturbaciones de corta

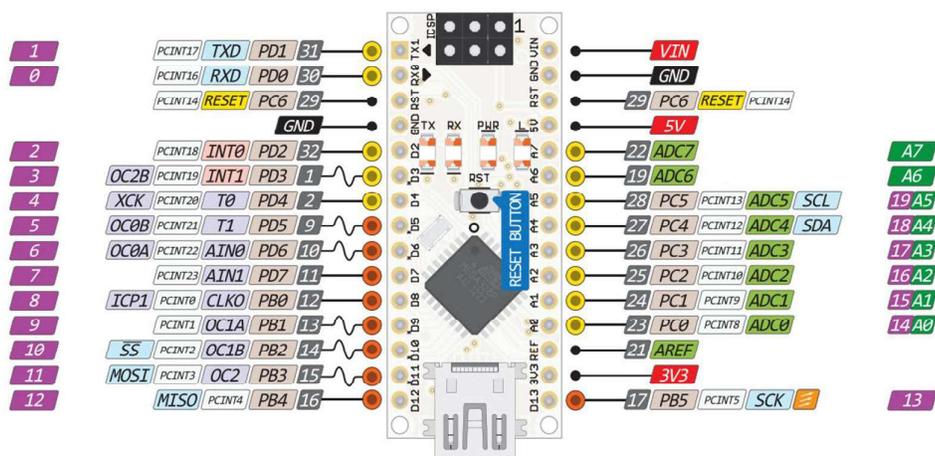
duración. Para realizar esta acción es necesario de un elemento que sea capaz de tomar las decisiones adecuadas ante cualquier evento de perturbación de voltaje de corta duración.

El microcontrolador ATMEGA 328P de 8 bits, se adapta a los requerimientos. Así, siendo el evento crítico en cuanto a tiempo el de recolección de datos, no supera este los 63 kHz. Los eventos de conmutación de los MOSFET, para el DVR implementado, oscilan en las frecuencias de 100 kHz. La velocidad de reloj del 328P cumple con 16 MHz, velocidad que cubre con las exigencias mencionadas.

La placa de desarrollo comercial es el ARDUINO NANO (Figura 2.18 y

**Tabla 2.8**), utiliza una unidad MCU ATMEGA 328P. Esta placa ha sido seleccionada como eje de control del DVR, por factores como:

- Reducido espacio, teniendo sus componentes básicos embebidos en el mismo entorno. Microcontrolador, cristal de 16 Mhz, reset button, chip ch340 para comunicación USB, regulador de voltaje AMS 1117 y LED indicadores de funcionamiento.
- Puertos de comunicación, i2c, ICSP (in-circuit serial programming.), serial tx-rx,
- Voltaje TTL, 5v para alimentación y operación.
- Amplia información y desarrollo, es compatible con IDEs como ArduinoIDE y PlatformIO, ambientes Open Source. Muy utilizados en comunidades como GitHub.
- Bajo costo.



**Figura 2.18.** Distribución de pines de la plataforma de desarrollo Arduino-NANO [29]

**Tabla 2.8.** Particularidades de la placa de desarrollo Arduino NANO.

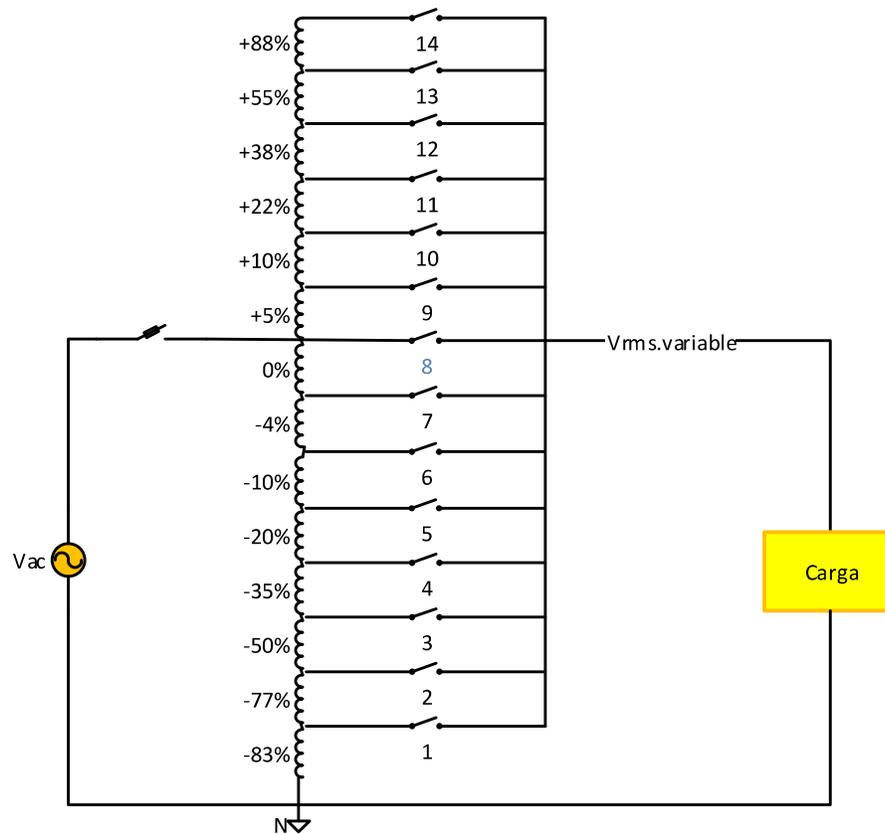
Microcontrolador	ATmega328
Arquitectura	AVR
Voltaje de operación	5 V
Memoria Flash	30 KB/32 KB
SRAM	2 KB
Velocidad de reloj	16 MHz
Pines analógicos	8
EEPROM	1 KB
Corriente por pin	40 mA
Pines digitales I/O	22
Salidas PWM	6
Tamaño	18x45 mm
Peso	7 g

### **2.2.3.2 Circuito de Control de la fuente de perturbaciones - simulador de sag y swell**

Las características del Arduino-NANO antes revisadas, también son útiles para el desarrollo del control del hardware de OLTC (On-Load Tap Changer), diseñado para el control de voltaje de alimentación del circuito principal.

El transformador de la Figura 2.19, diseñado especificado en la Sección 2.2.1, está construido de manera que permite obtener 14 pasos, en este caso cada paso corresponde a un nivel de voltaje.

La conmutación entre taps, es realizado por un arreglo de relés adaptado en un PCB con 16 módulos (Figura 2.20) y aislado por medio de acoplamiento ópticos y transistores tipo Darlington a las salidas utilizadas-GPIO del Arduino NANO. Esto hace posible la simulación de la transición, entre eventos perturbadores de voltaje de corta duración, a razón de un relé por paso de voltaje.

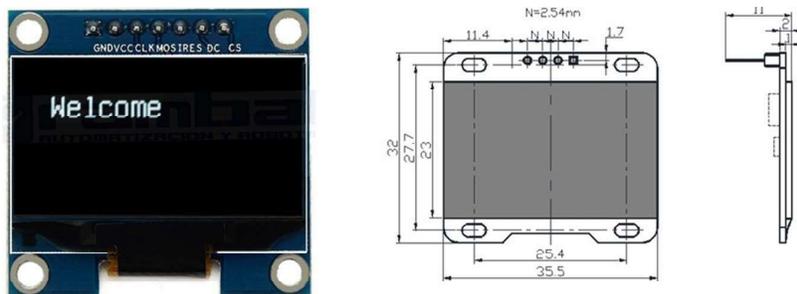


**Figura 2.19.** Esquema de Taps y cambio porcentual del OLTC implementado.



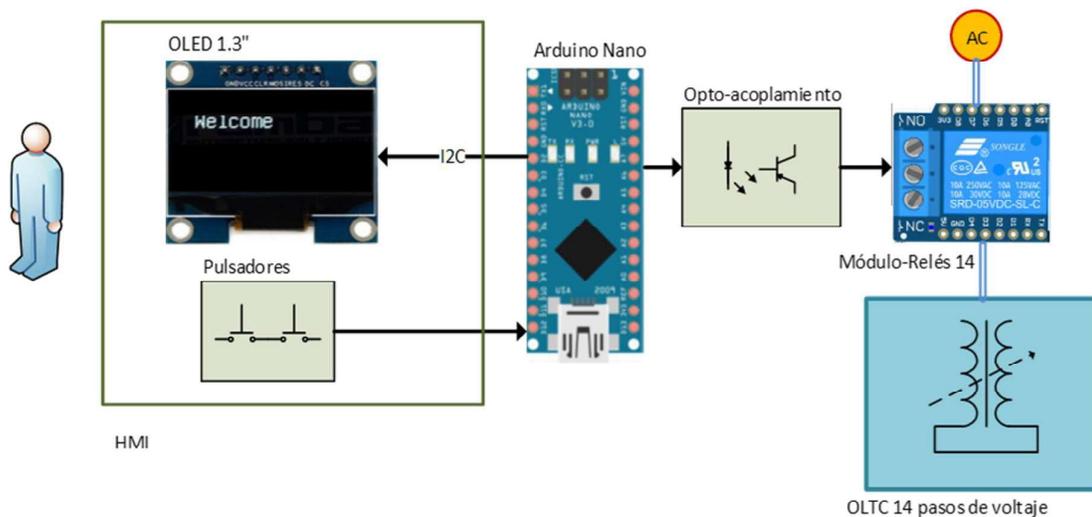
**Figura 2.20.** Modulo 16 relés, 5V – opto aislados.

Los taps son seleccionables, por lo tanto, se usa una pantalla OLED, la cual permite al usuario visualizar la variación de voltaje. Para poder visualizar estos cambios se utiliza una pantalla OLED de 13", Figura 2.21.



**Figura 2.21.** Pantalla I2C OLED 1.3”.

La arquitectura requiere de 14 salidas I/O digitales del GPIO (General Purpose Input/Output) del Arduino NANO y 2 salidas para comunicar con la pantalla OLED. En el esquema general de la Figura 2.22, se aprecia la interconexión del OLTC a la unidad microprocesador, por medio del control conmutado de relés. La interfaz HMI se resume en el uso de la pantalla OLED con conexión I2C; comunicación serial, y los pulsadores destinados a la parametrización de los eventos.



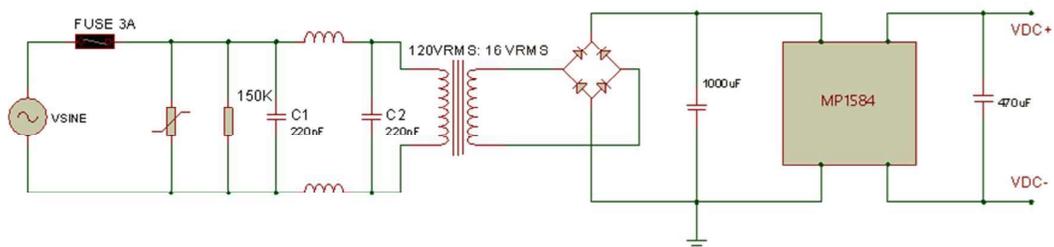
**Figura 2.22.** Esquema general de operación controlada del OLTC.

### 2.2.3.3 Diseño de circuito de alimentación

Para alimentar a los microcontroladores, se diseña una fuente que sea capaz de mantener un voltaje constante a pesar de las variaciones de voltaje que se presenten a la entrada. Se toma el voltaje entrada de  $120 V_{rms}$ , esta señal es filtrada y posteriormente se reduce el voltaje mediante un transformador. El voltaje que se obtiene del secundario del transformador es de  $16 V_{rms}$ , el cual se rectifica por medio de un puente de diodos. El voltaje continuo que se tiene idealmente es de  $14.6 V_{DC}$ , este voltaje tiene que ser regulado y filtrado para que finalmente alimente al microcontrolador.

Para la regulación de voltaje existen dos clases lineales y conmutados. El método de regulación que se utiliza en este circuito es por medio de un regulador conmutado debido a su eficiencia a comparación de los lineales como es el caso de los comúnmente utilizados LM7805. El regulador que se utiliza es de tipo Buck, MP1584. Este módulo permite obtener a su salud valores desde 0.8 a 20 voltios regulados continuos y manejar cargas de 3 amperios.

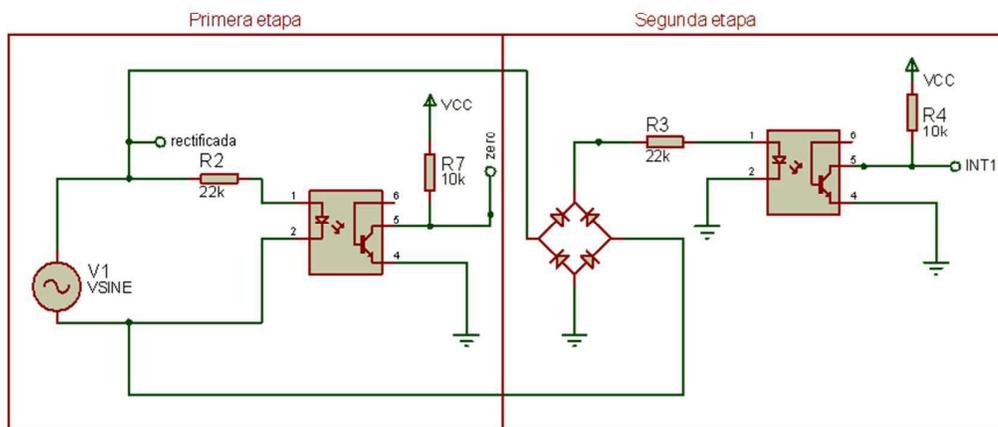
El esquema completo de la fuente de alimentación se presenta en la Figura 2.23.



**Figura 2.23.** Circuito de fuente de alimentación al microprocesador.

### 2.2.3.4 Circuito de sincronización

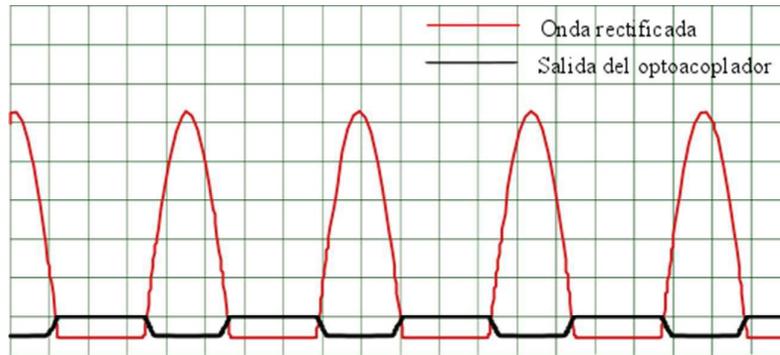
El esquema electrónico mostrado en la Figura 2.24 permite que el DVR se sincronice con la red de suministro eléctrico. De tal forma que se conozca el inicio y el fin del ciclo de la onda sinusoidal, este circuito cuenta con dos etapas.



**Figura 2.24.** Esquema circuito para sincronización con la red.

La primera etapa de este circuito se activa cada vez que el voltaje de la fuente sobrepasa 1.3V. De tal forma, se tiene la forma de onda mostrada en Figura 2.25. Se puede apreciar la forma de onda rectificada de media onda y la salida del optoacoplador. Esta última señal

permite definir el inicio y el fin del ciclo de onda. Esto se profundizará en la siguiente sección.



**Figura 2.25.** Formas de onda salida primera etapa del circuito de sincronización.

Para el diseño se requiere una resistencia que soporte el voltaje máximo de la fuente, junto con su máxima variación de voltaje. Además, se considera la caída de voltaje en el diodo (1.3 V), dato provisto en el datasheet del optoacoplador 4N35 y la corriente del mismo (15 mA) para calcular la potencia que la resistencia debe disipar.

$$V_{rmsMax} = 1.88Vf = 1.88 \sqrt{2} \cdot 120 \quad (2.80)$$

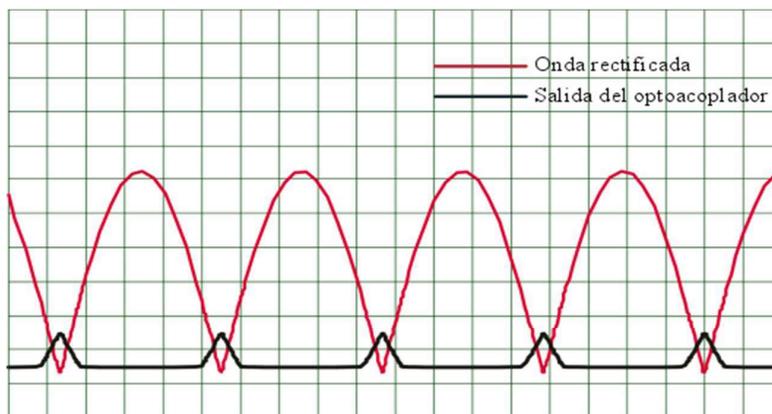
$$R = \frac{1.88 \cdot \sqrt{2} \cdot 120 V - 1.3}{15} = 21.2 K\Omega \approx 22K\Omega \quad (2.81)$$

$$P = I^2 R = (15mA)^2 \cdot 22k\Omega = 4.95W \approx 5W \quad (2.82)$$

Del lado de bajo voltaje se tiene una la fuente de alimentación de 12V, con una corriente de colector de 1.2mA. Por lo tanto, la resistencia de colector toma el siguiente valor:

$$R = \frac{12}{1.2m} = 10k\Omega \quad (2.83)$$

La segunda etapa del circuito, por la presencia del puente rectificador que polariza positivamente al diodo, presenta las formas de onda a la salida del optoacoplador mostradas en la Figura 2.26, esta señal permite obtener información del cruce por cero tanto en el semiciclo positivo, como en el negativo, la misma que servirá para habilitar la señal de control. Para esta etapa al igual que la anterior, se toma las mismas consideraciones para el dimensionamiento de la resistencia de disipación y la de colector.



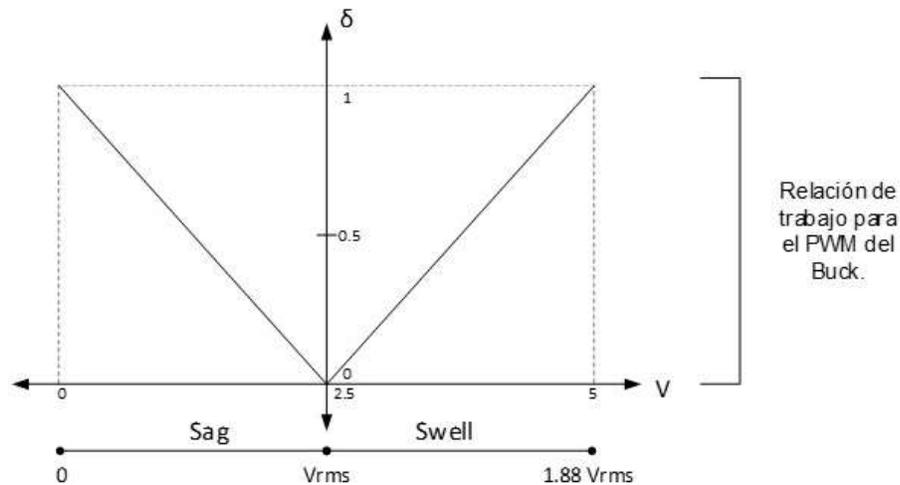
**Figura 2.26.** Formas de onda salida segunda etapa del circuito de sincronización.

### 2.2.3.5 Circuito de sensor de voltaje

El monitoreo de voltaje requiere un circuito capaz de identificar cuando se produce una caída o subida de voltaje. Al inicio del circuito y como protección ante sobretensiones se dimensiona un varistor, para su dimensionamiento se considera la máxima variación de voltaje que va a tener la fuente que es del 88%. Además, la primera etapa cuenta con un filtro para interferencias electromagnéticas, los valores para los inductores, capacitores y resistencia son obtenidos por métodos heurísticos.

$$\text{Dimensionamiento de varistor} = 1.2 \cdot V_{rmsMax} = 1.2 \cdot 1.88 \cdot 125 = 282V_{rms} \approx 300V_{rms}$$

El voltaje obtenido desde la fuente requiere ser acondicionado, por ello, se utiliza un transformador cuya salida de voltaje en el secundario sea igual a 12V. Adicionalmente, al ser un valor que va a ser monitoreado desde el microcontrolador debe ser de característica continua. Debido a lo cual, la onda debe ser rectificada y acondicionada a una señal que sea aceptada por el conversor analógico digital del microcontrolador (ADC). El rango de operación con el que se trabaja para detectar aumentos y disminución de voltaje es de 0 a 5 V, Figura 2.27.



**Figura 2.27.** Acondicionamiento de señal de voltaje de la fuente.

Con la consideración de que el voltaje máximo permitido por el microcontrolador es de 5V se utiliza un divisor de voltaje, y un diodo Zener como protección ante cualquier valor superior a este. La máxima potencia que se tendrá en el lado de baja potencia será de 0.5W, con esta consideración se calculan las resistencias del divisor de voltaje. Con el valor de las resistencias se encuentra el capacitor para el filtro a la salida del rectificador. El rizado de voltaje es de 2 [mV].

$$P = V_{DC} \cdot I \quad (2.84)$$

$$I = \frac{0.5W}{\left(1.88 \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot 12}{\pi}\right)V} = 20.606mA \quad (2.85)$$

$$R_1 = \frac{\left(\left(\frac{1.88 \cdot 2\sqrt{2} \cdot 12}{\pi}\right) - 5\right)V}{20.606mA} = 1.177K\Omega \approx 1.18K\Omega \quad (2.86)$$

$$R_2 = \frac{5V}{20.606mA} = 242.7\Omega \quad (2.87)$$

Cálculo del filtro capacitivo:

$$V_{rizado} \leq 2mV \quad (2.88)$$

$$V_{medio} = V_{DC} - \frac{V_{rizado}}{2} \quad (2.89)$$

$$V_{medio} = \left(10.8 - \frac{0.002}{2}\right)V = 10.799V \quad (2.90)$$

$$I_{media} = \frac{V_{medio}}{R_T} = \frac{10.799V}{(1180+242.7)\Omega} = 75mA \quad (2.91)$$

$$C = \frac{I_{media}}{V_{rizado} \cdot 2 \cdot f_{int} \cdot R_T} \quad (2.92)$$

$$\frac{V_{max}}{RC} = \frac{75mA}{0.002V \cdot 120Hz \cdot 1422.7\Omega} = 219\mu F \approx 200\mu F \quad (2.93)$$

El esquema final para este circuito se puede observar en la Figura 2.28.

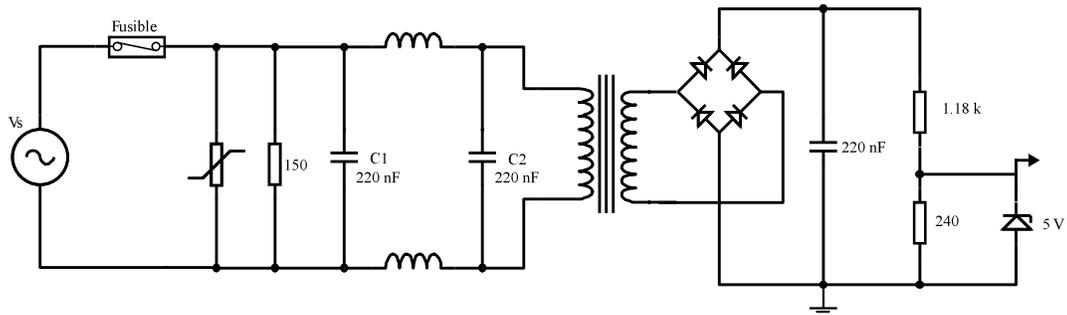


Figura 2.28. Circuito de acondicionamiento de señal de voltaje de la fuente.

### 2.2.3.6 Circuito de disparo de MOSFET

Para el funcionamiento del convertor DC-DC y del inversor, los MOSFET que corresponden a cada esquema deben conmutar. El circuito de disparo está compuesto por un inversor de señal (compuerta NOT), un amplificador de corriente o arreglo Darlington (ULN2003A) y un Driver para MOSFET (IRF2112). El circuito de conexión del controlador para MOSFET es recomendado por el fabricante como se muestra en la Figura 2.29.

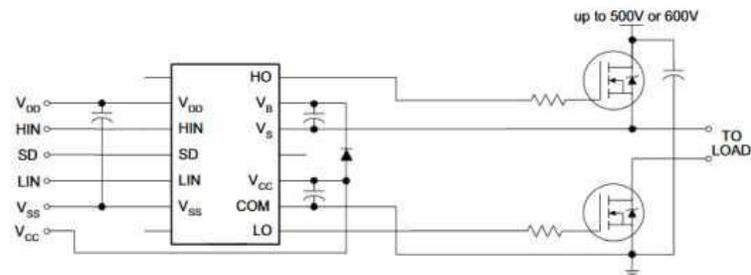
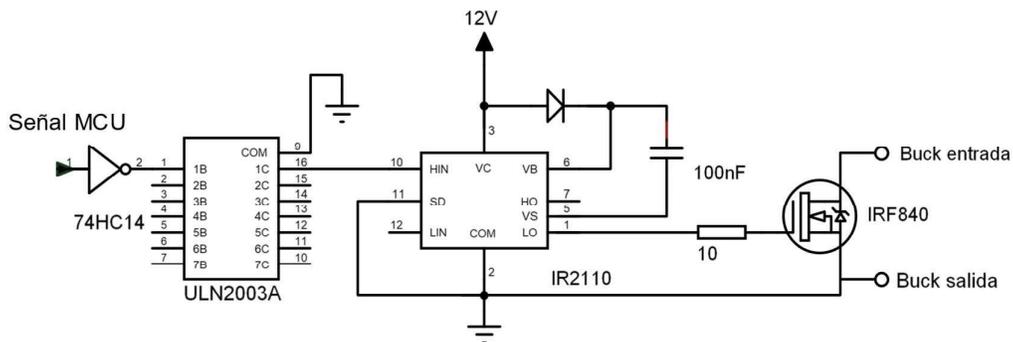
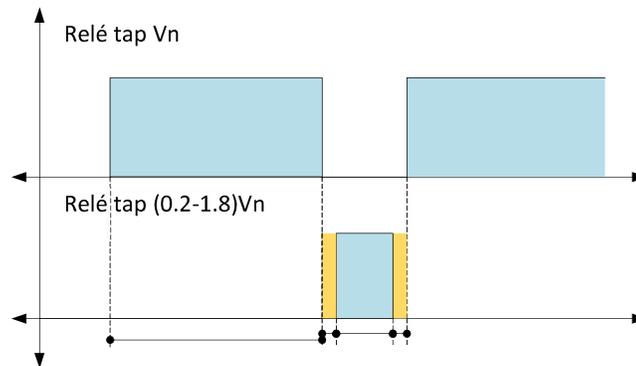


Figura 2.29. Circuito de conexión del controlador para MOSFET.

La **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** y Figura 2.30 muestran el circuito completo que corresponde a cada convertor.







**Figura 2.31.** Diagrama de tiempos para los relés del OLTC.

El script desarrollado está compuesto de un menú, el cuales tienen por objetivo simular las perturbaciones de voltaje para la carga. Para su accionamiento cuenta con un pulsador que selecciona el menú y un interruptor de encendido y apagado del dispositivo. De igual manera, un LED verde representa un estado de espera antes de seleccionar mediante el menú una determinada perturbación previamente seleccionada y, un LED rojo indica la ejecución alguna opción o rutina del menú. El menú permite escoger varias opciones, de las cuales se pueden resumir en tres principales, modo test de relés, modo sag y modo swell. Estos dos últimos cada uno tendrá su respectiva perturbación al valor que corresponda la opción seleccionada. En el diagrama de flujo presentado en la Figura 2.32 se encuentra más detallada la información de cómo se maneja el control en el OLTC.

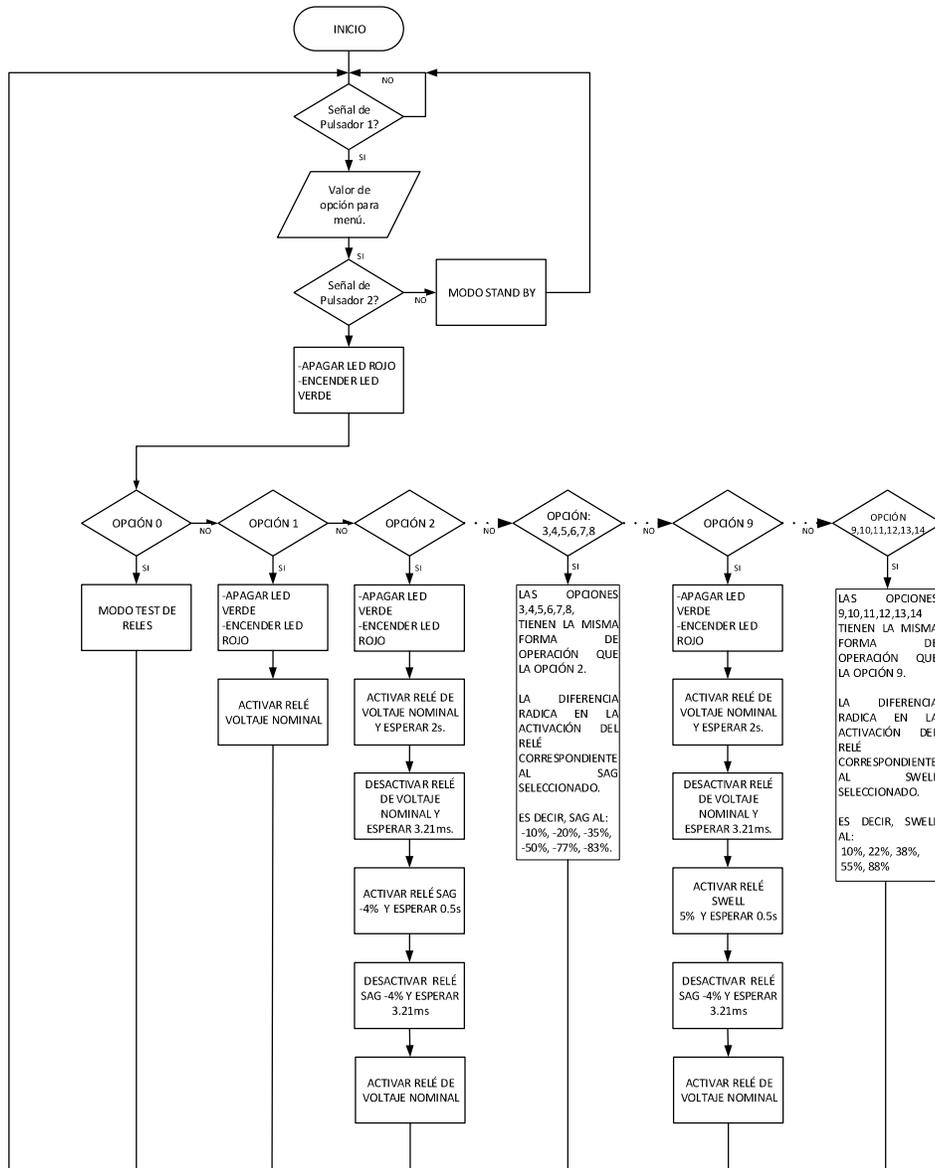
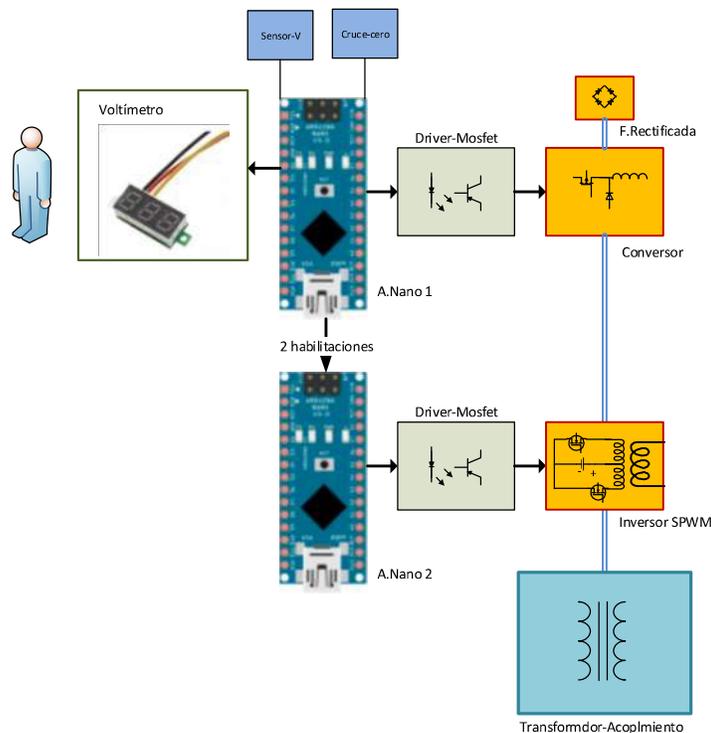


Figura 2.32. Diagrama de flujo control del OLTC.

### 2.3.2 DESARROLLO DEL SOFTWARE PARA EL DVR

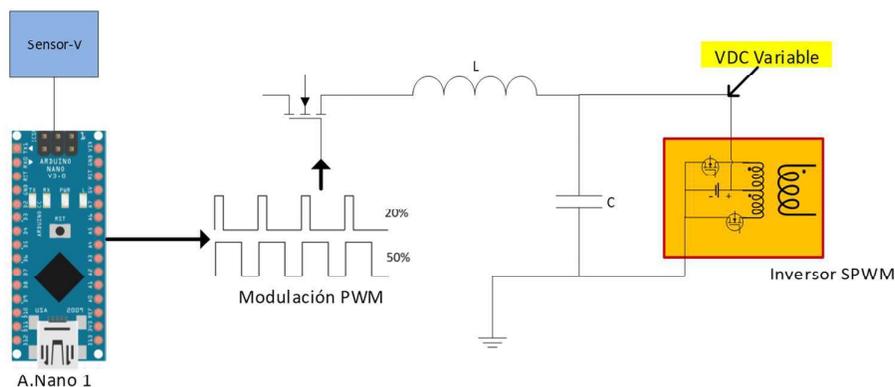
El software completo para el restaurador dinámico de voltaje (DVR) se divide en dos partes. La primera corresponde al convertor DC/DC, Buck, y la segunda parte al inversor de voltaje DC/AC, Push-Pull. Cada una de estas etapas, es controlada por un MCU dedicado, que se encarga de la conmutación de los elementos de estado sólido y a su vez, están interconectadas entre sí mediante el protocolo de comunicación bidireccional tipo serial I2C, que permite el flujo de información de eventos y sensores para la toma de decisiones. El esquema completo se muestra en la Figura 2.33.



**Figura 2.33.** Esquema general de operación controlada del DVR.

### 2.3.2.1 Desarrollo del control para el Convertor DC/DC (Buck)

La primera etapa del DVR correspondiente al convertor reductor (Buck), es controlado por la MCU (Arduino-NANO), que se encarga del manejo de los elementos de conmutación (MOSFET) mediante modulación de ancho de pulso (PWM), para la regulación de voltaje suministrado, como en la Figura 2.34.



**Figura 2.34.** Esquema de control del convertor BUCK, mediante modulación PWM.

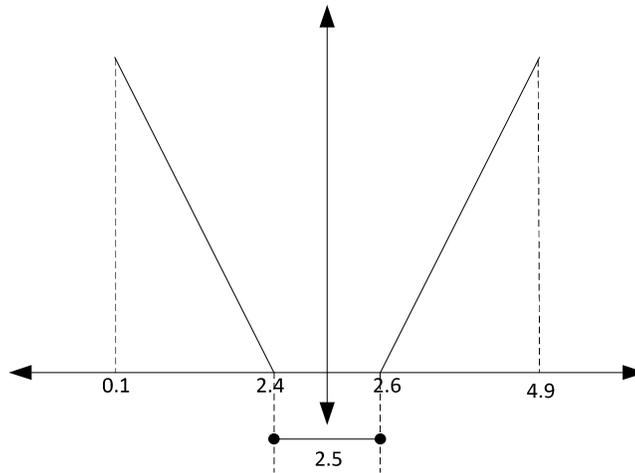
El voltaje DC regulado, es controlado mediante la relación de trabajo de PWM ( $\delta$ ) que está regido a la Ecuación 1.4, donde la proporción de variación del voltaje de salida responde

linealmente al cambio de  $\delta$  y esta a su vez responde al cambio de voltaje proveniente del sensor.

Una consideración que se debe tener en cuenta para el acondicionamiento de señal es el rango de voltaje con el que se va a trabajar. Además, que rizado de voltaje se puede tener. El voltaje en condiciones normales, es decir, sin perturbaciones, ideal es 2.5V.

$$\left. \begin{array}{l} V_{rizadomax} = 1.05 \cdot V_{CN} \\ V_{rizadomin} = 0.95 \cdot V_{CN} \end{array} \right\} \text{si } V_{CN} = 2.5V \rightarrow \left. \begin{array}{l} V_{rizadomax} = 2.625 \approx 2.6V \\ V_{rizadomin} = 2.375 \approx 2.4V \end{array} \right\}$$

La Figura 2.35 muestra el rango de tolerancia que se va a tener para acondicionar la señal a condiciones normales.



**Figura 2.35.** Ventana de acondicionamiento para voltaje en condiciones normales.

El voltaje acondicionado varía entre 0 a 5 V, el mismo que depende de la tensión que este entregando la fuente. Entonces, cuando el voltaje sea el nominal 120V, el voltaje acondicionado está en el rango de 2.4V a 2.6V, para un voltaje menor al de condiciones normales 120V, el microcontrolador entiende el evento como un Sag, en el caso que el voltaje acondicionado sea inferior a 0.3V, se entiende que la fuente ha sufrido un fallo completo y se requiere reemplazar a la fuente. Por otro lado, si se tienen un voltaje acondicionado superior a 2.6 V, el microcontrolador detecta la presencia de un Swell.

Este programa también es capaz de informar al Arduino-NANO 2 cuando debe iniciar a modular al inversor, e informar si es Sag o Swell, mediante comunicación i2C. La Figura 2.34 muestra el diagrama de flujo del programa desarrollado.

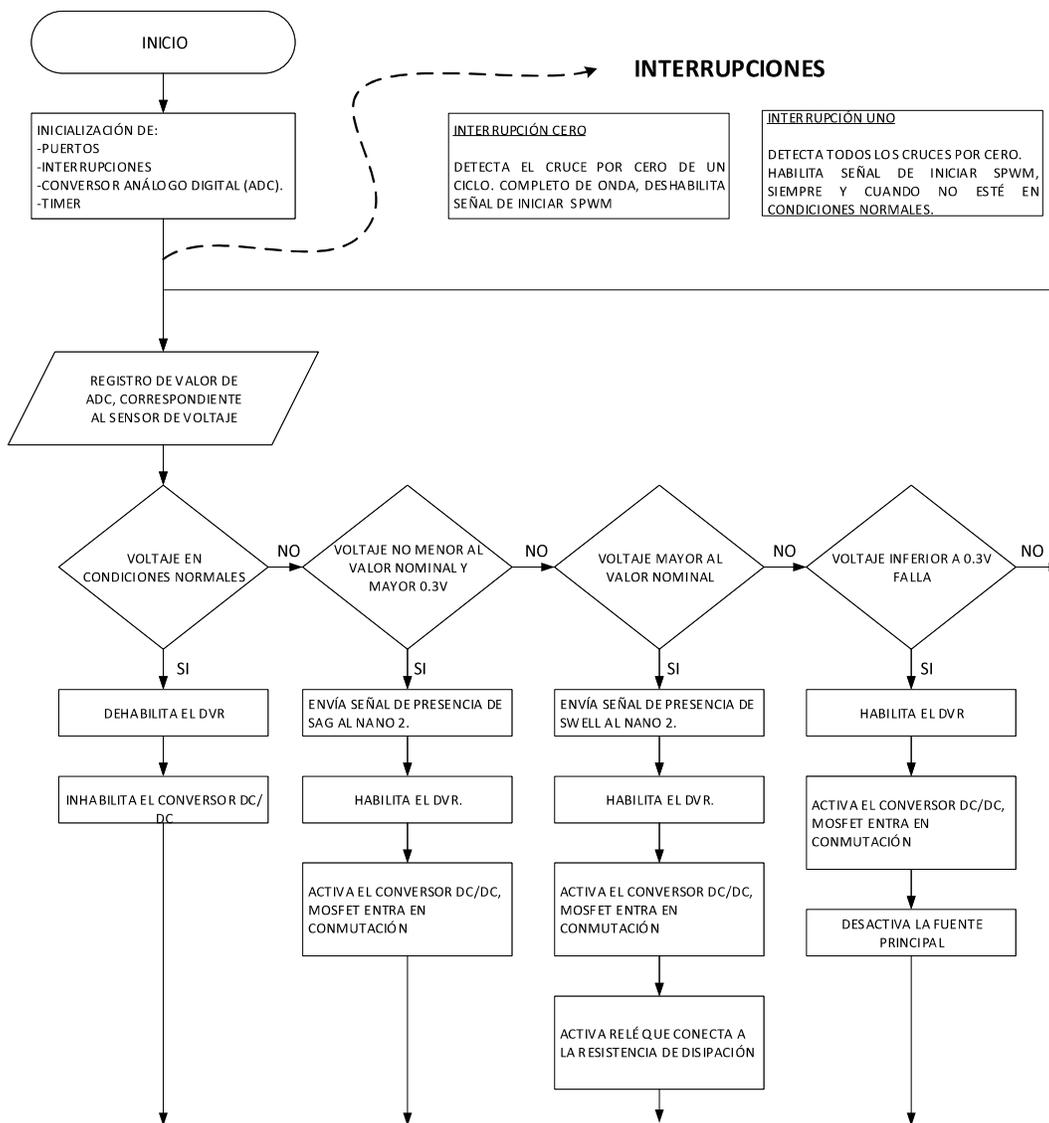


Figura 2.36. Diagrama de flujo control del convertor DC/DC, Buck.

### 2.3.2.2 Desarrollo del control para el inversor, Push-Pull

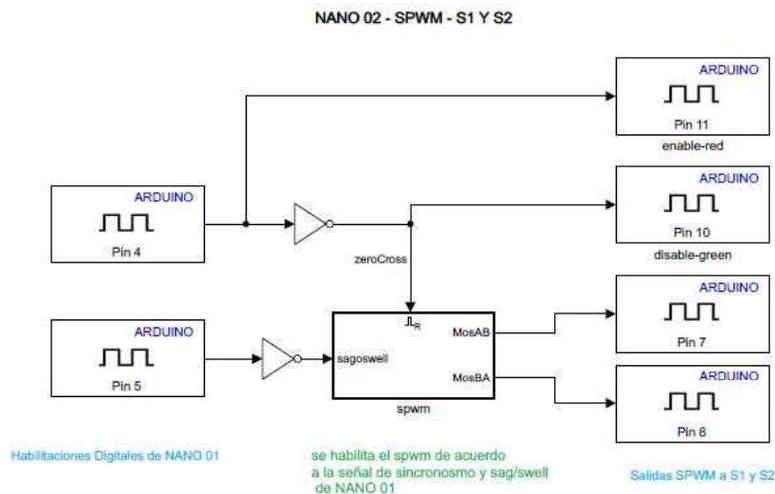
El control del inversor se realizó en el software Matlab, con la utilización de la herramienta Simulink. Este es un entorno que permite programar mediante el uso de bloques de manera gráfica.

Para poder comunicar al Arduino con Simulink es necesario descargar las librerías MATLAB Support Package for Arduino Hardware y Simulink Support Package for Arduino Hardware, que son compatibles con la plataforma micro controlada Arduino

NANO V3.0, usando el gestor de Matlab Hardware Support Packages propio del software.

Para esta etapa el inversor, que es alimentado por el voltaje DC suministrado por el convertidor reductor, es controlado por el MCU. La técnica de modulación que se utiliza es por modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), a los elementos de conmutación de estado sólido.

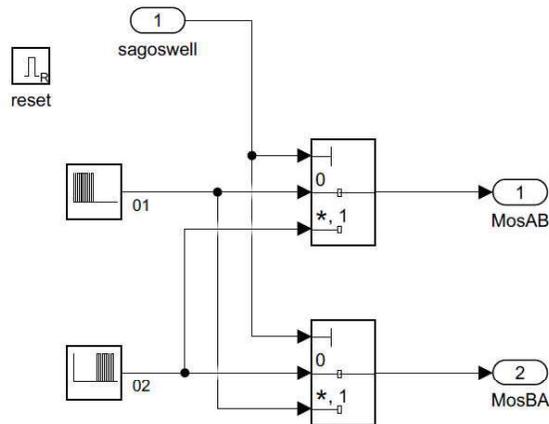
El programa consta de dos partes, la primera es el diagrama de adquisición de datos que provienen desde el Arduino-NANO 1, en base a esta información, la segunda parte, el Arduino-NANO 2 reconoce el evento que se suscite como Sag o Swell y si está o no habilitada la opción de SPWM. En el diagrama presentado en la Figura 2.37 se puede observar los pines por los cuales el microcontrolador lee las variables y los pines de salida. En el caso de que esté habilitado la modulación se encenderá un LED rojo, indicando el MCU se encuentra ejecutando una tarea, caso contrario se encenderá un LED verde indicando que el inversor no está activo. Los pines 7 y 8 del microcontrolador corresponden a las salidas que hacen conmutar a los MOSFET del inversor.



**Figura 2.37.** Algoritmo en Simulink para el programa inversor implementado en el Arduino NANO 2.

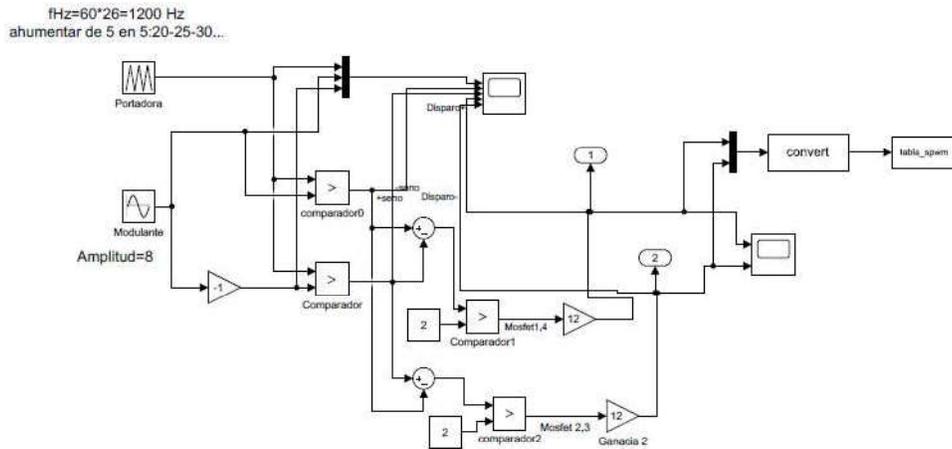
La segunda parte del programa hace referencia a la modulación SPWM, como ya se mencionó dependiendo la información de presencia de Sag o Swell se habilita un método de activación de MOSFET específico para cada caso. Esto se puede apreciar en la Figura 2.38. Una vez definido el comportamiento de los MOSFET en el inversor, se lee la tabla correspondiente para la modulación SPWM. Este proceso se realiza siempre y cuando no

exista un cruce por cero que indique el fin de una onda sinusoidal a frecuencia 60Hz, de ser así empieza a leer la tabla de modulación desde el inicio de la secuencia.



**Figura 2.38.** Algoritmo en Simulink para el programa inversor del bloque SPWM.

Para la construcción del vector SPWM, las señales SPMW fueron generadas mediante el diagrama mostrado en la Figura 2.39. Para poder obtener las muestras se utilizó como método de resolución FixedStepDiscrete a  $8e-05$ , ya que con otro método el vector generado alcanzaba una cantidad mayor a 230 muestras, haciendo que la memoria del Arduino se sature. Finalmente, se genera un vector con una dimensión de  $1 \times 209$  muestras, con el método de discretización mencionado.



**Figura 2.39.** Diagrama de generación de tabla SPWM mediante Matlab.

La Figura 2.40 muestra el diagrama de flujo correspondiente al programa del inversor. En esta se puede observar de una manera más simple lo detallado anteriormente.

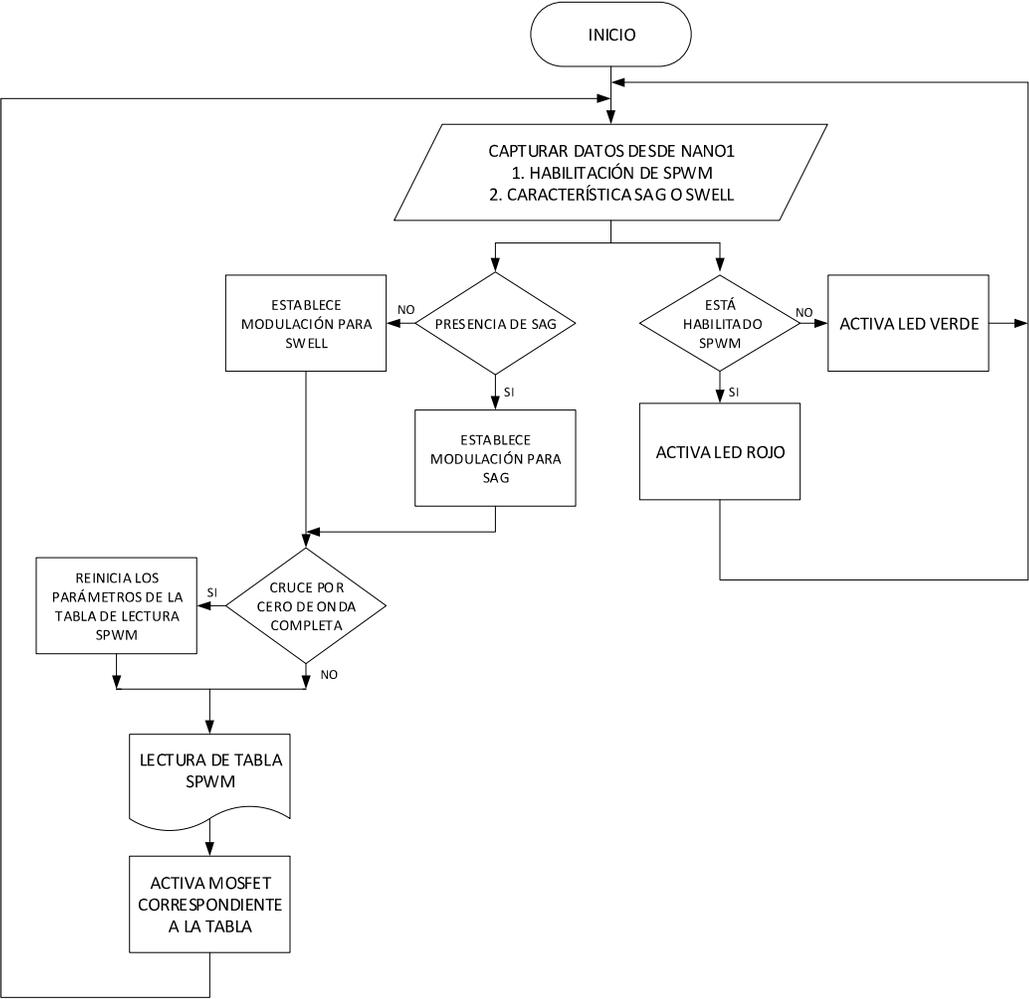


Figura 2.40. Diagrama de flujo del inversor Push-Pull.

### 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

El prototipo construido se conforma de varios componentes que en conjunto permiten la compensación de perturbaciones de corta duración especificadas en el alcance del proyecto las cuales deben ser verificadas. Además, se debe considerar el autotransformador desarrollado para la generación de las perturbaciones. La validación de los diferentes componentes se determina mediante: medición, adquisición y análisis de los resultados obtenidos de la forma de onda de voltaje.

#### 3.1 ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL AUTOTRANSFORMADOR DE TAPS.

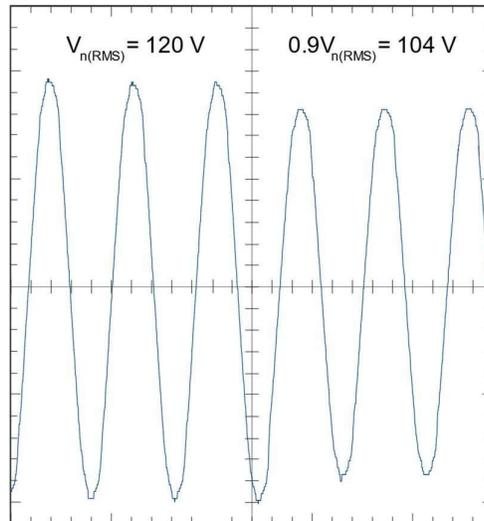
El autotransformador se diseñó con el fin de introducir una onda perturbada al suministro de la carga. La validación del resultado se basa en verificar el voltaje de salida utilizando cada uno de los tap del autotransformador. La Tabla 3.1, muestra los resultados obtenidos mediante cálculo y medición de los diferentes taps del autotransformador con alimentación en el tap 8, a 120 [V].

**Tabla 3.1.** Cálculos y mediciones del autotransformador.

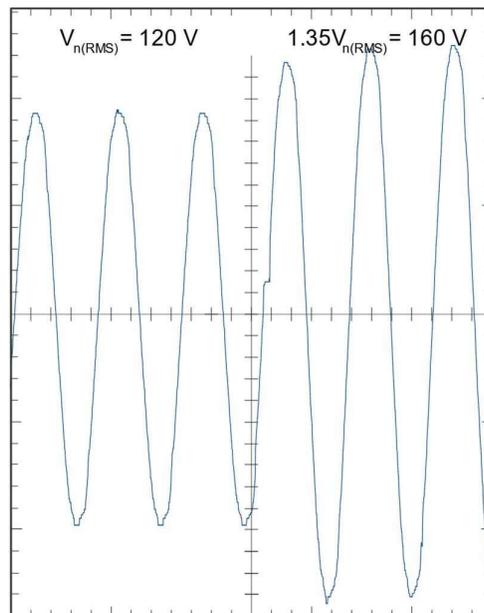
Tap	V <sub>calculado</sub>	V <sub>pu_Calculado</sub>	V <sub>Medido</sub>	V <sub>pu_Medido</sub>	Error
1	18	0.15	19	0.16	6%
2	30	0.25	27	0.23	-10%
3	60	0.50	57	0.48	-5%
4	78	0.65	74	0.63	-3%
5	96	0.8	91	0.78	-2%
6	108	0.90	103	0.87	-4%
7	114	0.95	110	0.95	0%
8	120	1.00	115	1.00	0%
9	126	1.05	120	1.06	1%
10	132	1.10	127	1.11	1%
11	144	1.20	140	1.20	0%
12	162	1.35	160	1.36	1%
13	180	1.50	177	1.51	1%
14	216	1.80	214	1.83	2%

La Figura 3.1 y Figura 3.2 muestran la transición de la forma de onda de voltaje producida por el autotransformador para simular un evento de fluctuación de voltaje de larga o corta duración. En el caso de la Figura 3.1 se aprecia el decrecimiento de la onda, de un voltaje

mayor a un voltaje menor, produciendo un sag equivalente al 10% del voltaje nominal. Por otra parte, en la Figura 3.2 se aprecia una variación de voltaje creciente típica de un swell, en este caso un swell equivalente al 35% respecto al voltaje nominal.



**Figura 3.1.** Variación de voltaje producida en el autotransformador para la simulación de sag al  $0.9V_n$ .



**Figura 3.2.** Variación de voltaje producida en el autotransformador para la simulación de swell al  $1.35V_n$ .

El proceso de validación realizado para el sag y swell de las Figura 3.1 y Figura 3.2, ha sido realizado para todos los taps del autotransformador, obteniendo las formas de onda esperadas que corresponden a la Tabla 3.1.

## 3.2 ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL PROTOTIPO DE DVR.

La validación de resultados de los diferentes elementos del prototipo se presenta en sus dos etapas constructivas; control y potencia. Con esta particularidad se mostrarán las pruebas de la etapa de control, para que estas sean contrastadas con los resultados generados en etapa de potencia.

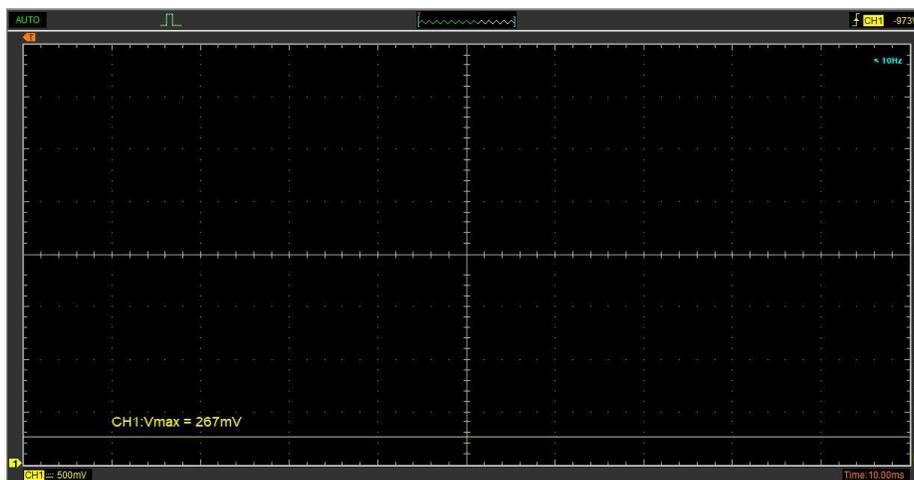
### 3.2.1 Respuesta del sensor de voltaje

El sensor de voltaje de la Figura 2.28, fue sometido a pruebas de voltaje con el equipo simulador de fluctuaciones Figura 2.19 y Figura 3.3.



**Figura 3.3.** Equipo simulador de fluctuaciones de voltaje de corta duración.

A continuación, se presenta tres figuras de las catorce que corresponde al paso de los Taps, con las respuestas obtenidas del sensor de voltaje.



**Figura 3.4.** Respuesta de sensor al Tap 1 de voltaje.

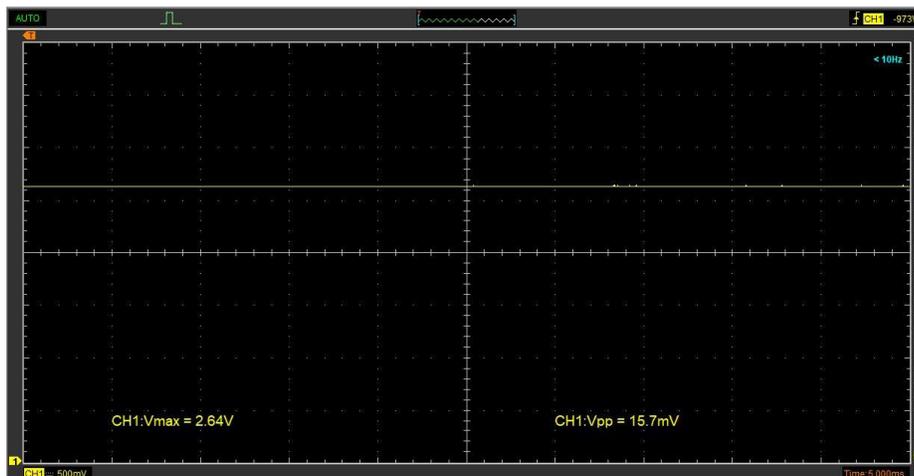


Figura 3.5. Respuesta de sensor al Tap 8 de voltaje.

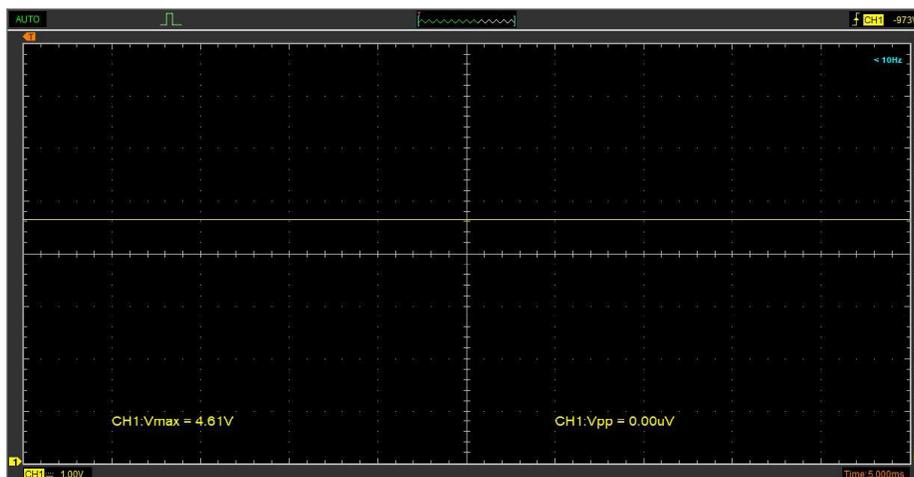


Figura 3.6. Respuesta de sensor al Tap 14 de voltaje.

La Tabla 3.2 muestra los resultados obtenidos del sensor de voltaje implementado. Estas pruebas fueron realizadas con la finalidad de verificar la linealidad, el tiempo de respuesta del sensor de voltaje diseñado y comprobar que los niveles de voltaje se mantengan en límites de operación TTL (Transistor-Transistor Logic). Así también muestran que el voltaje de rizado no supera los 30 mV, estabilidad necesaria para la conversión de la unidad A/D (Análogo-Digital), del microcontrolador, de esta forma se reduce la lectura errada del sensor de voltaje y permite considerar un rango de precisión de dato real. Así el dato de la lectura  $2.5V \pm 0.03$ , es considerada por el algoritmo del microprocesador, como se indica en la Figura 2.35.

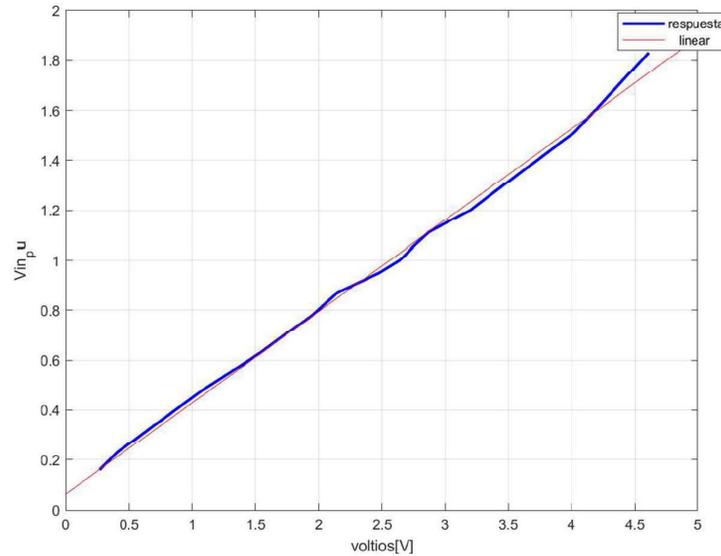
**Tabla 3.2.** Mediciones de la respuesta del sensor de voltaje.

Tap	V <sub>Medido</sub>	V <sub>pu_Medido</sub>	V <sub>sensado</sub>
1	19	0.16	0.267
2	27	0.23	0.408
3	57	0.48	1.080
4	74	0.63	1.540
5	91	0.78	1.950
6	103	0.87	2.150
7	110	0.95	2.480
8	115	1.00	2.640
9	120	1.06	2.760
10	127	1.11	2.870
11	140	1.20	3.200
12	160	1.36	3.620
13	177	1.51	4.020
14	214	1.83	4.610

Acorde al diseño implementado, se aprecia que los voltajes de respuesta del sensor, representada en la Tabla 3.2 en su columna de  $V_{sensado}$ , están dentro de los límites TTL de operación. Lo que garantiza un nivel adecuado de voltaje para unir la etapa del sensor de voltaje, al control gobernado por el microprocesador Arduino NANO v3.0. Así garantizamos su buen funcionamiento con el tap más alto de voltaje, se mantenga dentro de los 5V máximo requeridos por la entrada del control. Sin embargo, el diseño cuenta con un diodo Zener de 5.2 V que será la barrera de operación, por si se presenta un voltaje superior al simulado con el paso del Tap 14 del dispositivo simulador de fluctuaciones (representación en la Figura 2.28).

La gráfica de la respuesta del sensor de voltaje está representada en la Figura 3.7, realizada en el programa Matlab, para ello se ha aplicado una regresión lineal de primer orden, mediante las 14 muestras obtenidas, se puede obtener un comportamiento bastante lineal de la respuesta del sensor y obedece a la ecuación 3.1, obtenida con la herramienta Basic Fitting de Matlab.

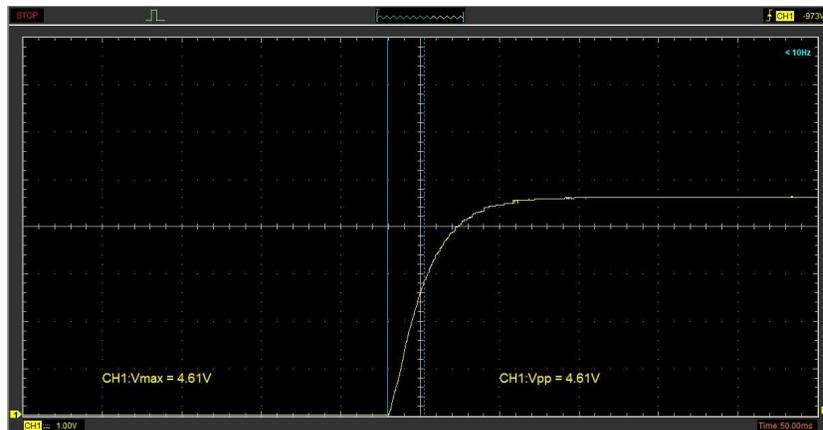
$$y = 3.655 \cdot x + 0.063 \quad (3.1)$$



**Figura 3.7.** Curva de respuesta del sensor de voltaje.

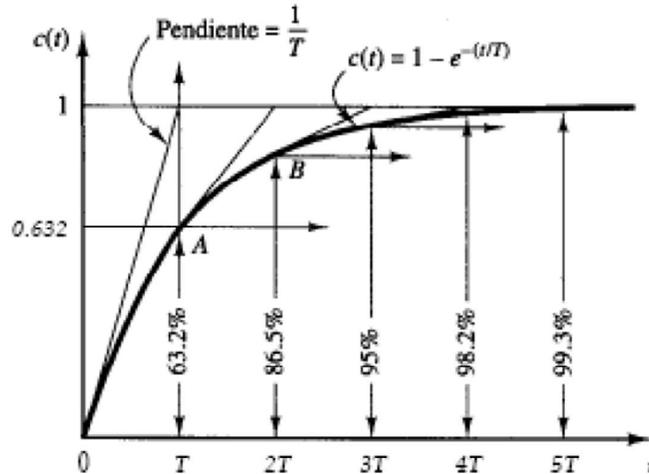
### 3.2.1.1 Respuesta al escalón del sensor de voltaje.

Para obtener el periodo de la respuesta del sensor de voltaje, se realizó la respuesta de este a la función paso o escalón. En estado de inactivo se energiza el sensor al voltaje del Tap 14, más cercano a 5V, y se verificó su respuesta, como se muestra en la Figura 3.8.



**Figura 3.8.** Respuesta del sensor a la función escalón.

La literatura nos menciona que el tiempo correspondiente al periodo es alcanzado al 0.632 de la respuesta escalón del sistema [30], y responde a la ecuación  $c(t) = 1 - e^{-t/T}$  siendo  $t=T$ , tenemos:  $c(T) = 1 - e^{-\frac{T}{T}} = 0.632$ , ver Figura 3.9.



**Figura 3.9.** Respuesta de un sistema de primer Orden a la respuesta Escalón [30].

Así determinamos con los cursores del osciloscopio en la gráfica aproximadamente al 63% para obtener el valor del período y es de valor  $T=20$  ms. Su estado estable se alcanzará en los  $4T=80$  ms.

Esta respuesta de sensor no es óptima en función de su velocidad de respuesta, sin embargo, cumple con lo esperado al tener un tiempo de accionamiento similar a un periodo de ciclo de voltaje a 60 Hz.

Para que esta respuesta sea más rápida, es recomendable reducir el valor del capacitor de filtro del circuito, sin embargo, se debe tomar en cuenta que al llevar a cabo esta acción significa un aumento del rizado en proporción al cambio de capacitancia. Lo que nos lleva a un ensayo de prueba y error para encontrar el valor de capacitor óptimo para nuestra aplicación.

### 3.2.2 Resultados de las etapas de potencia (conversión e inversión).

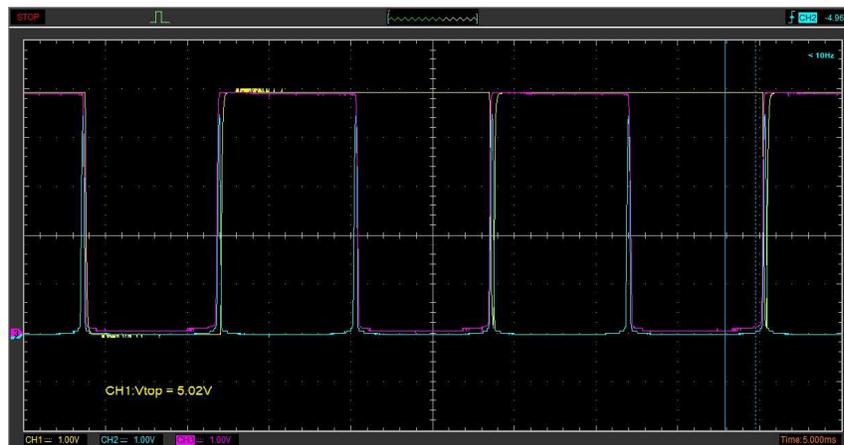
Debido a los diversos niveles y características de voltaje y corriente que son necesarios para el adecuado funcionamiento del prototipo, así como el entorno en los que son instalados, los circuitos electrónicos de potencia deben tener por característica intrínseca la fiabilidad. Un manejo de potencia aislado y con bajo ruido es necesario, así como filtros contra interferencias magnéticas, son características esenciales para tomar en cuenta en el diseño electrónico.

El prototipo de DVR cuenta con tres etapas sensibles de control Figura 2.33, siendo estas:

- Sensor de voltaje.
- Habilitaciones de NANO1 a NANO2.

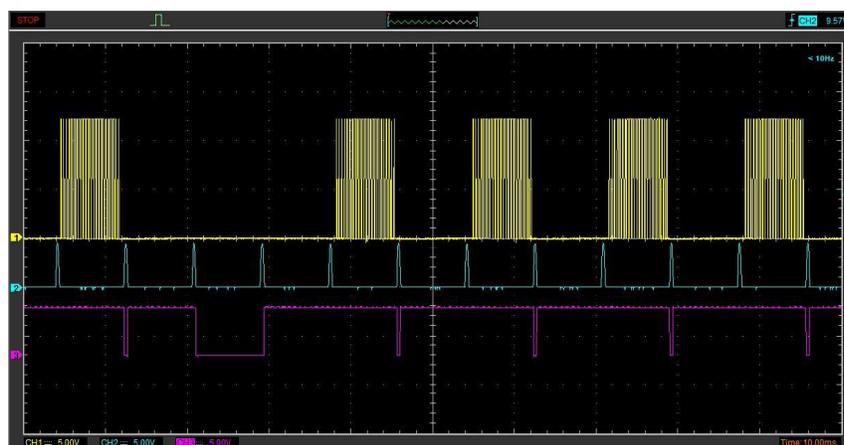
- Disparos de Mosfet.

Superando las pruebas de las fuentes de alimentación que suministran de energía a las etapas de control y fuerza; diseñadas y mostradas en la Figura 2.23, se verifica el funcionamiento completo del prototipo de DVR. Como ejes de verificación del funcionamiento deseado, se examina las etapas sensibles del circuito. Los resultados, presentaban errores en las señales de habilitación provenientes del NANO1 hacia el NANO2, mostrada en la Figura 3.10.



**Figura 3.10.** Señales originales de habilitación del NANO1 hacia el NANO2.

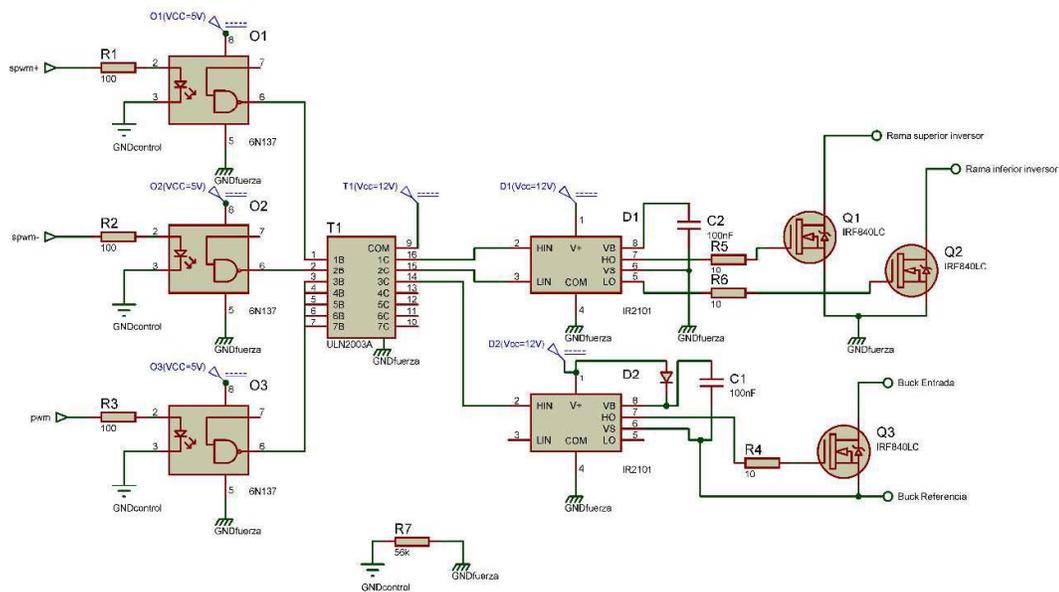
La secuencia de las habilitaciones de un microprocesador a otro no son las adecuadas y se verificó la pérdida de información y/o error en las habilitaciones, así como también la pérdida de continuidad en la señal SPWM, como se aprecia en la Figura 3.11.



**Figura 3.11.** Generación de SPWM contenidas en la señal de habilitación cada 60 Hz.

El funcionamiento y de las etapas de potencia y control del prototipo de DVR, estaban supeditadas por el diseño mostrado en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** Figura 2.30, que siguiendo los criterios de diseño se desempeñan bien cuando el control es únicamente de voltaje DC. Sin embargo, los resultados mostrados, al ser un diseño de electrónica de potencia que involucra una etapa de inversión y el uso de elementos galvánicos, no fueron los más adecuados para la aplicación.

Para solventar estos resultados erróneos obtenidos con el circuito de disparo anterior, se recurrió al aislamiento opto-electrónico de los circuitos de disparo de los Mosfet mediante el uso del Opto-acoplador 6N137 [31], seleccionado por la alta velocidad de respuesta (10Mbd y 1000V/us), generando el siguiente diseño, ver Figura 3.12.

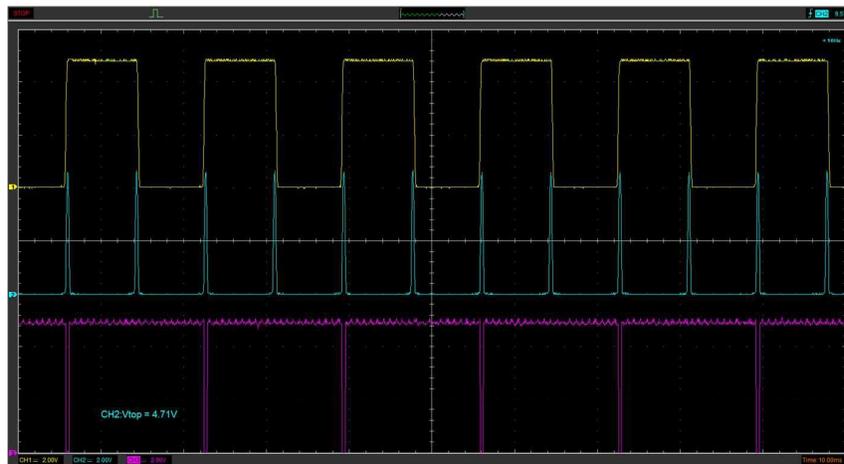


**Figura 3.12.** Circuito de disparo opto-aislado de los Mosfet del convertor PWM e inductor SPWM.

En este diseño para los disparos, demanda una fuente rectificadora adicional, aislada galvánicamente que suplirá los elementos de control y potencia del prototipo de DVR. Los criterios para el diseño de esta nueva fuente, son los mismos que para la fuente que alimenta a los microprocesadores, indicada en la Figura 2.23. Así se obtiene dos fuentes de control con referencias (GND) independientes.

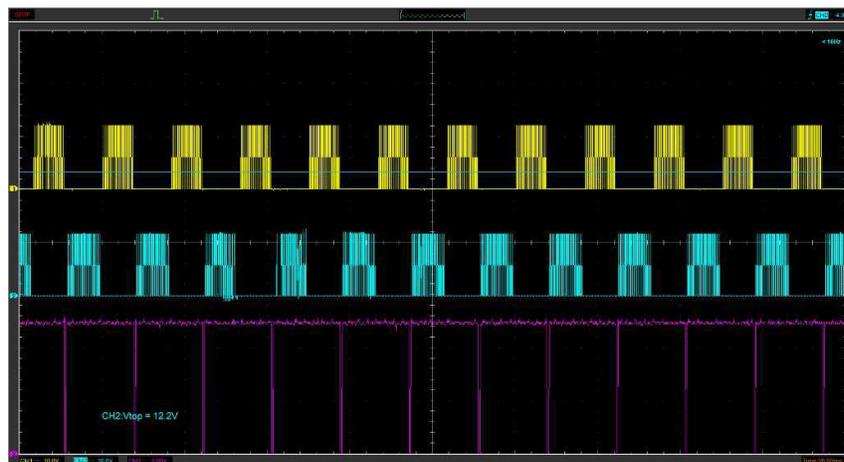
Adicional al aislamiento optoelectrónico y fuentes independientes, es necesario que las dos referencias de las fuentes, GNDcontrol y GNDfuerza, no sean flotantes, así es imprescindible que tenga una resistencia de link entre ellas de valor  $R7=56\text{ k}\Omega$  a  $100\text{ k}\Omega$ , mostrada en la Figura 3.12. Con este diseño se garantiza la fiabilidad de la operación independiente de los circuitos electrónicos y de los circuitos de electrónica de potencia.

Las formas de onda presentadas en la Figura 3.13, representan el circuito de detección de cruce por cero (en azul), detención del flanco negativo (en amarillo), que son las señales de habilitación que el microprocesador Arduino NANO1 envía al microprocesador Arduino NANO2 y PWM de activación del convertidor reductor (en violeta). Es claramente apreciable que existe continuidad en las formas de onda presentadas y muestran un control más preciso. En conjunto permiten que el microprocesador pueda determinar el tiempo adecuado y enviar la interrupción requerida en el microprocesador NANO2, encargado de generar la SPWM utilizada en el inversor.



**Figura 3.13.** Señales corregidas de habilitación del NANO1 hacia el NANO2.

La Figura 3.14 representa el resultado de los datos obtenidos por el microprocesador NANO1, se aprecia como se genera las SPWM (señales de disparo a los Mosfet) para el semiciclo positivo (en amarillo) y para el semiciclo negativo (en azul).



**Figura 3.14.** Generación de SPWM contenidas en la señal de habilitación cada 60 Hz.

En las Figuras 3.13 y 3.14 se aprecia que las habilitaciones para el reductor como para el inversor se producen cada medio ciclo, esta particularidad evita que se produzca desfase debido a las pequeñas variaciones de frecuencia del sistema.

Para justificar la etapa de fuerza, la Figura 3.15 y 3.16 representa la compensación de un sag de 10 %. Se utilizó como ejemplo, el primer tap para la comprobación del funcionamiento del software y hardware del DVR, teniendo el mismo comportamiento para las subsecuentes respuestas a los pasos de tap del autotransformador de perturbaciones correspondientes a la Tabla 3.1.

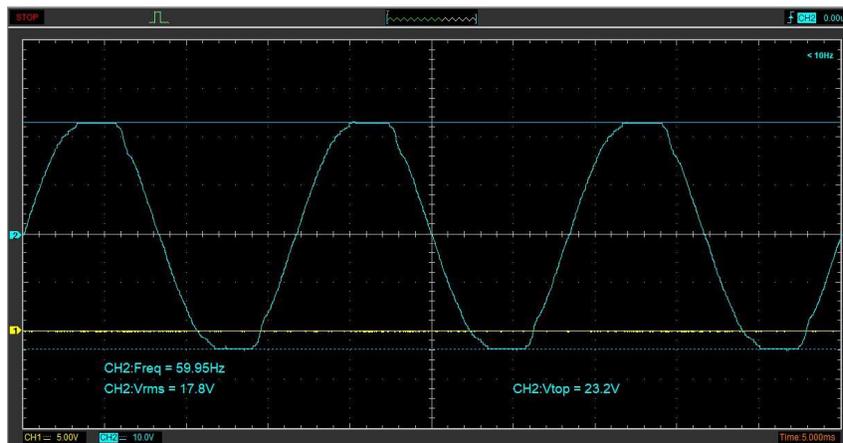


Figura 3.15. Señal de voltaje con presencia de sag.

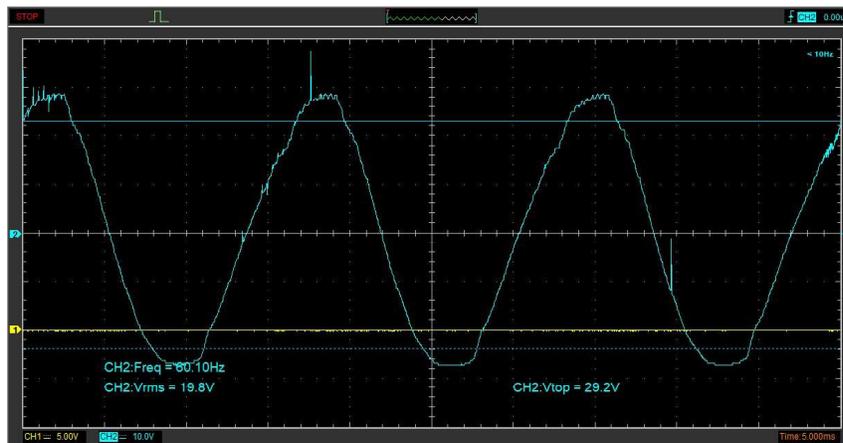


Figura 3.16. Compensación de sag.

## 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 4.1 CONCLUSIONES

- Se implementó un Restaurador Dinámico de Voltaje, basándose en los límites establecidos en las normas IEC e IEEE y las curvas CBEMA e ITIC, con respecto a fenómenos perturbadores de voltaje de corta duración; donde queda claramente delineado los índices aceptables en cuanto a calidad de energía eléctrica. Siendo estas las condiciones de partida para su diseño y construcción.
- Mediante la implementación del prototipo de DVR, se logró compensar las variaciones de voltaje de corta duración producidas, evidenciando la entrega o absorción de potencia en fase o contrafase respecto al suministro de la carga. Demostrando así que los conceptos utilizados para su diseño y construcción son adecuados para este tipo de aplicación.
- Se verificó que al emplear las placas Arduino NANO, como una opción de bajo costo para desarrollar equipos de compensación de potencia, es una opción aceptable. La diversidad de herramientas disponibles para la creación del software, tanto libre como de propiedad, permiten gran flexibilidad al momento de la concepción del proyecto. Así también el uso limitado de hardware embebido propietario ha denotado una reducción de costes del prototipo, prácticamente a encontrar sus elementos en tiendas de electrónica locales.
- Matlab es una opción muy recomendable para realizar software de SPWM, al utilizar la herramienta Simulink podemos generar las tablas de conmutación de forma gráfica. Además, el lenguaje de Arduino mediante la compatibilidad de IDE's disponibles como Sublime Text, facilitan una programación más ordenada, jerarquizada y brindan disponibilidad de librerías soportada por la comunidad virtual en repositorios digitales, como GitHub.
- Se requirió de flexibilidad en la programación. Fue admisible recurrir a varias herramientas de Software como BASIC (VASCOM AVR) empleado por el fabricante, Arduino IDE bajo la plataforma PlatformIO, o Simulink de MATLAB con sus App de integración Arduino, para solventar las necesidades de algoritmos de control del procesador embebido AVR de 8 bits 328p Arduino NANO. Este conjunto de opciones permitió la creación de software desde cero, convirtiéndola en una tarea más llevadera para el programador y enfrentar las vicisitudes que representa el control de elementos de estado sólido.

- Se constató que, al tener un elemento con aislamiento galvánico (transformador PUSH-PULL) como interfaz entre el circuito conversor de potencia y el circuito general, facilita el uso en aplicaciones donde se debe realizar maniobras de control para la compensación de potencia. Así, es factible realizar la adición aritmética de voltaje mediante la colocación en serie de este equipo transformador de voltaje controlado en serie con la fuente de perturbación y la carga sin la preocupación de la diferencia de la referencia de control y la referencia del circuito conversor que suministra el voltaje de compensación a la carga.

## 4.2 RECOMENDACIONES

- Antes de la instalación y/o construcción de cualquier equipo de compensación de energía, es recomendable realizar un análisis detallado del suministro eléctrico de la carga a ser compensada. Esto permitirá determinar factores delimitantes relacionados con las características de los fenómenos perturbadores presentes en la red de suministro de energía.
- Se recomienda el uso de este tipo de dispositivos, de compensación serie, para cargas sensibles ante variaciones de voltaje tales como: dispositivos electrónicos, equipo médico, determinado tipo de iluminación (lámparas de descarga y tipo LED sin controlador), equipos con microcontroladores, etc.
- El diseño e implementación del prototipo de restaurador dinámico de voltaje consta de dos etapas: control y potencia. Es recomendable separar estas dos etapas mediante el uso de fuentes de voltaje independientes y elementos basados en optoacopladores y aislamientos galvánicos; los mismos que permitirán el funcionamiento del dispositivo de manera independiente y libre de posibles fenómenos perturbadores producidos por la etapa de fuerza o externos asociados al lugar donde se ejecuta.
- Para una buena observación de los transitorios de conmutación en los elementos de estado sólido de tecnología CMOS y TTL, utilizados para la conversión de la energía, se debe utilizar equipos de visualización o adquisición de datos que tengan como característica, un tiempo de subida de 300 ps a 400 ps. Por lo general estas especificaciones cumplen equipos con un ancho de banda mayor igual a 1 GHz. Para observar el comportamiento estable de los convertidores, se utilizó equipo con un ancho de banda de 100 MHz el cual cumplió los objetivos del presente proyecto.

- Se menciona además que este circuito de control, por sus características de aislamiento y su aplicación enfocado al manejo de elementos de estado sólido (MOSFET) puede ser implementado en controles de automoción, e-bikes, administración de la energía, inducción de voltaje para calentamiento, soldadura, convertidores e inversores de diferente arquitectura y a varios niveles de voltaje y corriente. En pruebas de laboratorio se evidenció que este aislamiento diseñado ha permitido que las señales de control no sean corrompidas, lo que da pie a una diversidad de aplicaciones basadas en la electrónica de potencia.

## 5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. J. WARD, "Power Quality and the Security of Electricity Supply," *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 1, pp. 1830–1836, 2001.
- [2] J. Schlabbach, D. Bume, and T. Stephanblome, *Voltage Quality in electrical Power Systems*, 1st Ed. London, UK: The Institution of Engineering and Technology, 2000.
- [3] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, "Active power filters: A review," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 5, p. 403, 2000.
- [4] M. Pérez Donsión, *CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA*, 1st ed. Madrid: IBERGARCETA PUBLICACIONES, 2016.
- [5] Regulación Arconel 005/18, *Calidad del servicio de distribución y comercialización de energía eléctrica*. 2018, p. 38.
- [6] "Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-30: Testing and measurement techniques-Power quality measurement methods," *IEC 61000-4-30*, 2015.
- [7] J. Mazorra Soto, *Calidad de La Energia Electrica : Incidencia Tecnico-Economica-Energetica y Ambiental En Empresas Industriales y de Servicios*. Createspace, 2014.
- [8] "Overview of Power Quality and Power Quality Standards," pp. 1–34.
- [9] Institute of Electrical and Electronic Engineers, *IEEE Std. 100 - The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms*, Seventh Ed. 2000.
- [10] A. Moreno-Munoz, *Power quality: mitigation technologies in a distributed environment*. Córdoba, España: Springer Science & Business Media, 2007.
- [11] "Compatibilidad electromagnética." [Online]. Available: <https://www.inti.gov.ar/electronicaeinformatica/emc/ce.htm>.
- [12] J. Kyei, R. Ayyanar, G. Heydt, R. Thallam, and J. Blevins, "The design of power acceptability curves," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 17, no. 3, pp. 828–833, 2002.
- [13] M. Prasad and A. K. Akella, "Mitigation of power quality problems using custom power devices: A review," *Indones. J. Electr. Eng. Informatics*, vol. 5, no. 3, pp. 255–262, 2017.
- [14] "Power Quality In Electrical Systems." [Online]. Available: <http://www.powerqualityworld.com/2011/04/itic-power-acceptability-curve.html>.

- [15] J. Mazorra Soto, *Calidad de La Energia Electrica : Incidencia Tecnico-Economica-Energetica y Ambiental En Empresas Industriales y de Servicios*. Createspace, 2013.
- [16] Institute of Electrical and Electronic Engineers, *IEEE Std 1159 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.*, vol. 2009, no. June. 2009.
- [17] A. Ghosh and G. Ledwich, *Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices the Kluwer International Series*. 2002.
- [18] D. Committee, I. Power, and E. Society, "IEEE Std 519™-2014 Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," vol. 2014, 2014.
- [19] S. W. Middlekauff and E. R. Collins, "System and customer impact: Considerations for series custom power devices," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 13, no. 1, pp. 278–282, 1998.
- [20] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, 3ª Edición. Mexico: Pearson Educación, 2004.
- [21] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. Robbins, *ELECTRÓNICA DE POTENCA, Convertidores, aplicaciones y diseño*. 2009.
- [22] E. Maset Sancho, "Introducción a electrónica de potencia." [Online]. Available: <https://www.uv.es/~emaset/iep00/>. [Accessed: 26-Apr-2019].
- [23] "Cálculo Transformador," 2018. [Online]. Available: <http://www.construyasuvideorockola.com/transformador.php>.
- [24] Vishay Semiconductors, "Single Phase Rectifier Bridge, 8 A." VS-KBPC8 datasheet, 2017.
- [25] C. E. Álvarez Orbe, "Diseño e implementación de una fuente variable regulada de voltaje dc de 60w con corrección activa del factor de potencia basada en convertidores tipo Buck síncronos," Escuela Politécnica Nacional, 2017.
- [26] Vishay Siliconix, "Power MOSFET." IRF740 datasheet, 2016.
- [27] Vishay Semiconductors, "Power MOSFET." IRF740 datasheet, 2016.
- [28] F. Palta, "Diseño y simulación de un Inversor de tensión DCAC tipo Push-Pull en lazo abierto."

- [29] "Descripción de pines microcontrolador." [Online]. Available: <http://www.pighixx.com/test/pinouts/boards/nano.pdf>.
- [30] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, 4ta edición. Madrid: Pearson Educación, 2003.
- [31] Vishay Semiconductors, "High Speed Optocoupler," pp. 30–32.

# ANEXOS

ANEXO A. Simulaciones

## A. Simulaciones

### Simulación del rectificador, carga-descarga capacitor del convertor AC-DC

- Rectificador

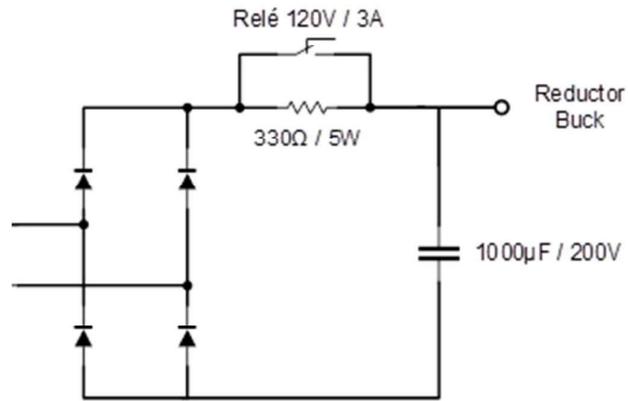


Figura A.1. Circuito rectificador.

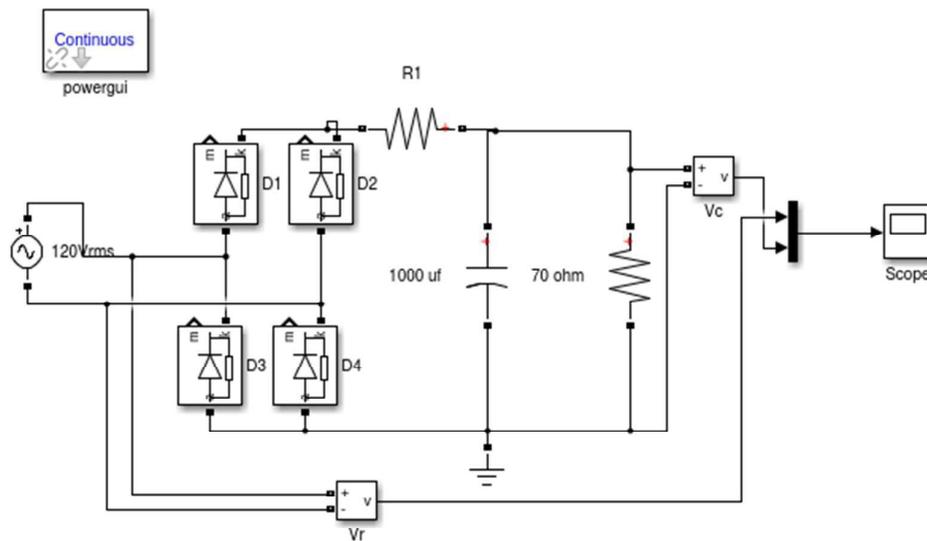
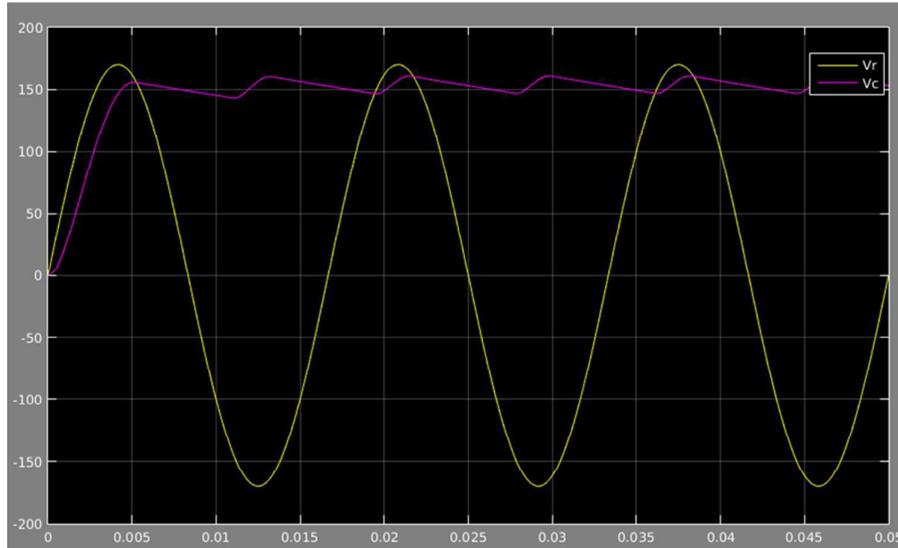
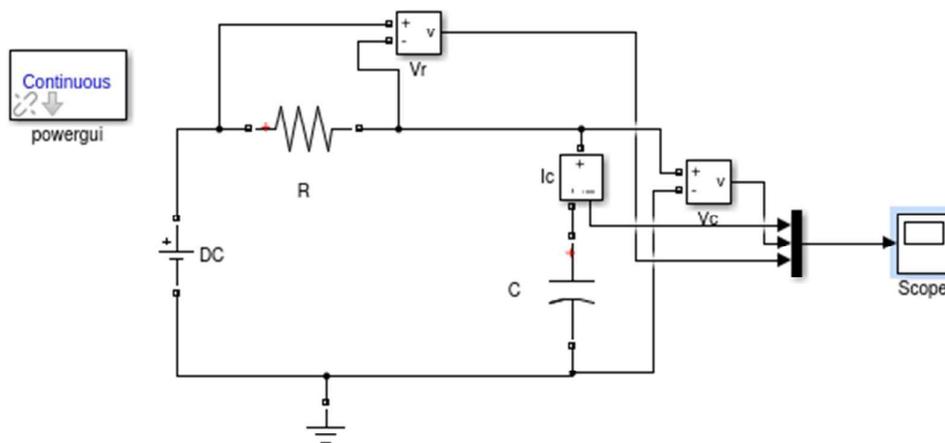


Figura A.2. Circuito rectificador implementado en Simulink.



**Figura A.3.** Respuesta del rectificador.

- Carga y descarga del capacitor

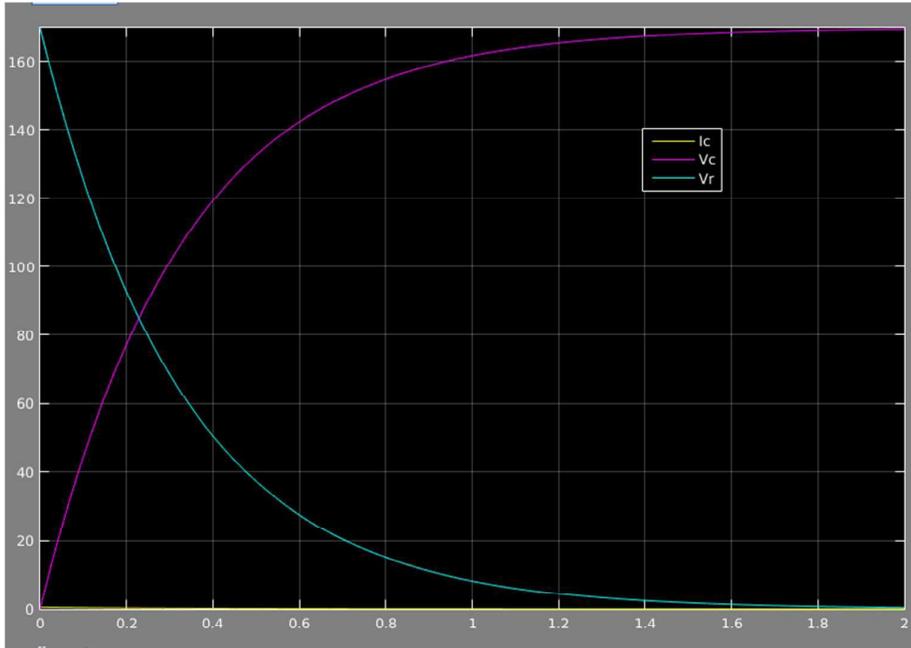


**Figura A.4.** Circuito implementado en Simulink

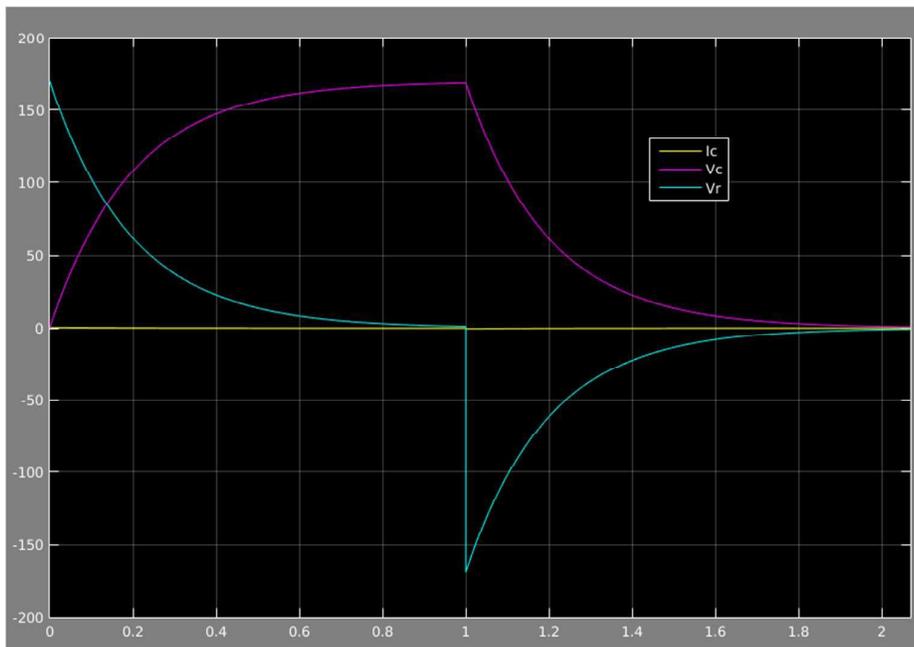
Los parámetros utilizados son los calculados en el sección2.

$$R = 330 \, \Omega \quad C = 1000 \, \mu F \quad V_{in} = 120\sqrt{2}$$

Se realiza las simulaciones de carga y descarga respectivamente



**Figura A.5.** Carga del capacitor



**Figura A.6.** Descarga del capacitor

Con los tiempos de carga y descarga se puede concluir que el tiempo de conmutación del relé aceptable es de 1s.

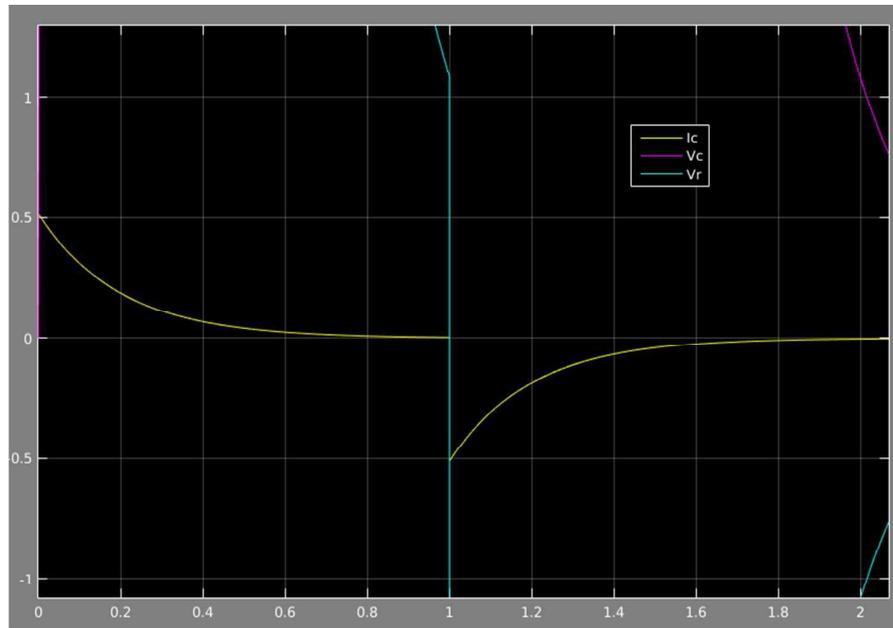
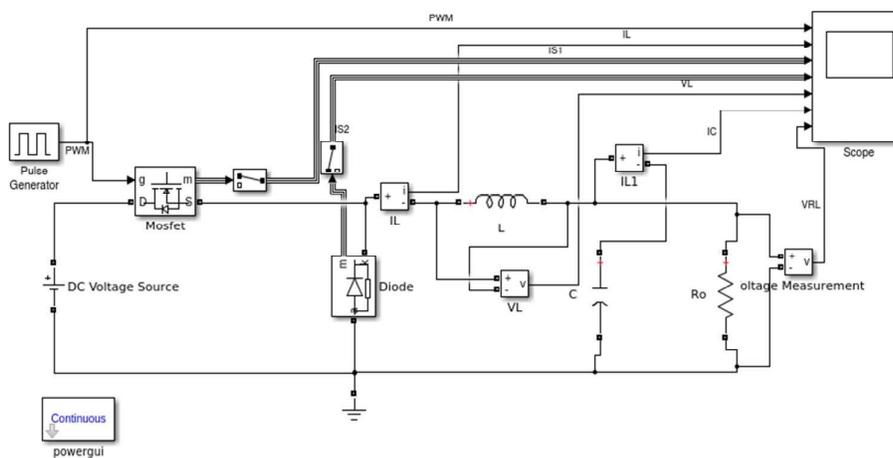


Figura A.7. Corriente del capacitor

- Simulación del convertor reductor Buck

DC-DC BUCK;  $f=20$  kHz;  $L=4$  mH;  $R_o=75$  ohm



**Figura A.8.** Circuito reductor Buck

Parámetros del MOSFET IRF-740 ingresados.

**Block Parameters: Mosfet**

Mosfet (mask) (link)

MOSFET and internal diode in parallel with a series RC snubber circuit. When a gate signal is applied the MOSFET conducts and acts as a resistance ( $R_{on}$ ) in both directions. If the gate signal falls to zero when current is negative, current is transferred to the antiparallel diode.

For most applications,  $L_{on}$  should be set to zero.

Parameters

FET resistance  $R_{on}$  (Ohms) :  
0.1

internal diode inductance  $L_{on}$  (H) :  
10e-9

Internal diode resistance  $R_d$  (Ohms) :  
0.55

Internal diode forward voltage  $V_f$  (V) :  
0

Initial current  $I_c$  (A) :  
0

Snubber resistance  $R_s$  (Ohms) :  
1e5

Snubber capacitance  $C_s$  (F) :  
inf

Show measurement port

OK Cancel Help Apply

Parámetros de la fuente DC

**Block Parameters: DC Voltage Source**

DC Voltage Source (mask) (link)

Ideal DC voltage source.

Parameters

Amplitude (V):  
120\*sqrt(2)

Measurements: None

OK Cancel Help Apply

Parámetros para el disparo del MOSFET a 12 V con  $f=20$  kHz de disparo y relación de trabajo ( $\delta=50\%$ )

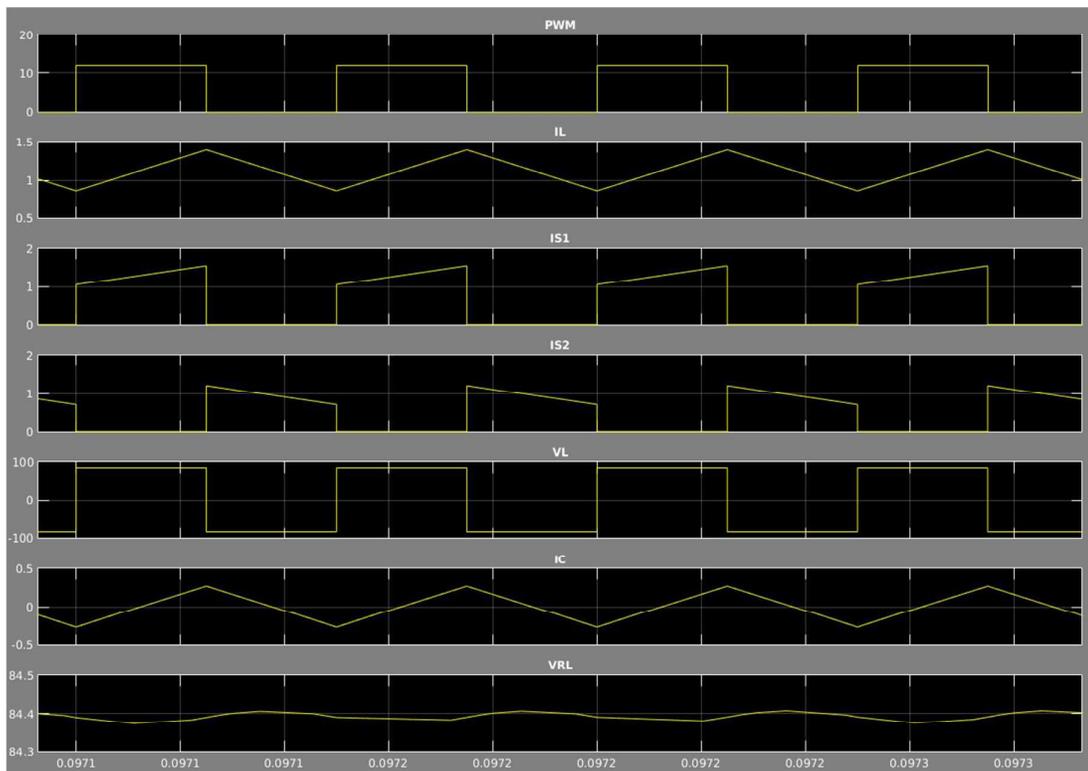
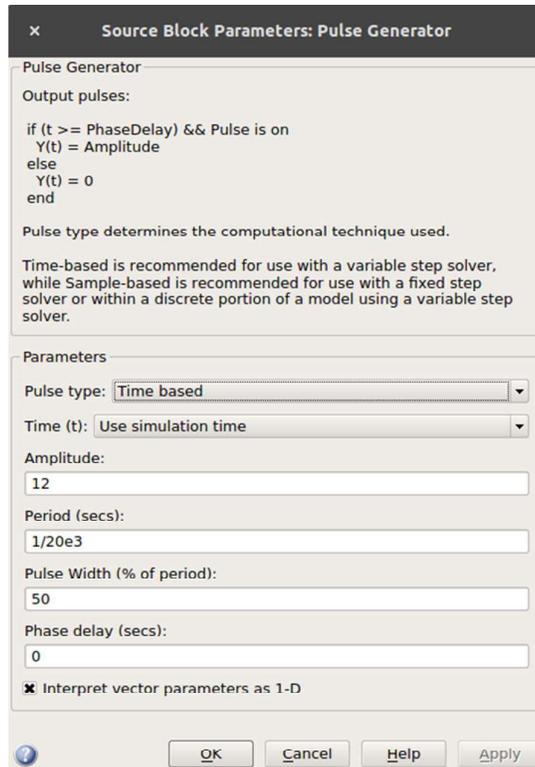


Figura A.9. Formas de onda características del reductor Buck

## Generación de señal SPWM para el disparo controlado mediante el MCU usando Simulink

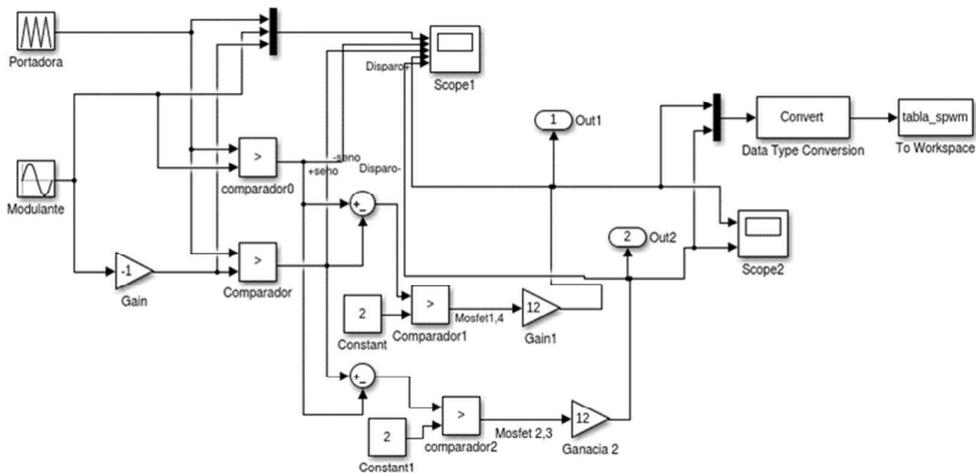
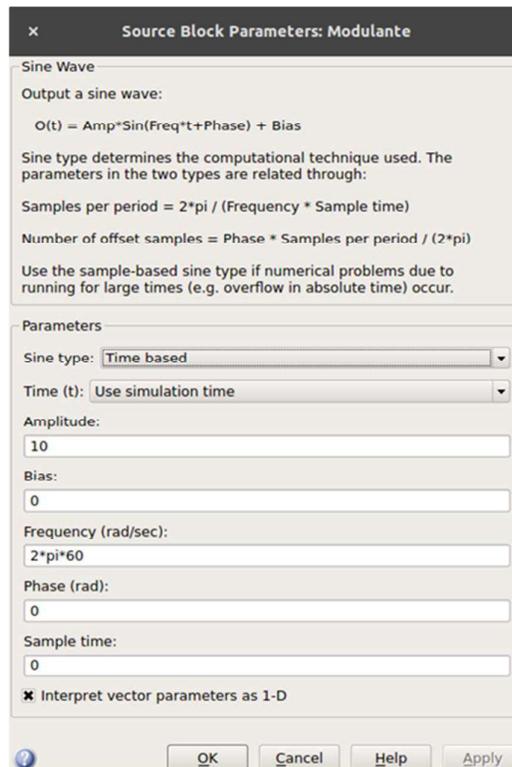


Figura A.10. Diagrama de Simulink

Parámetros de señal modulante, 60 Hz



Parámetros señal portadora, 1200 kHz

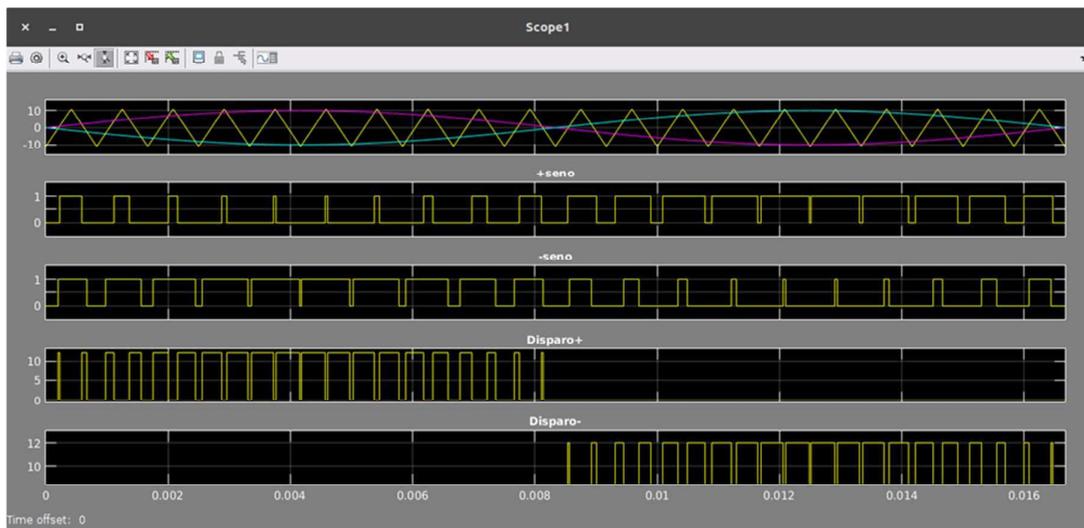
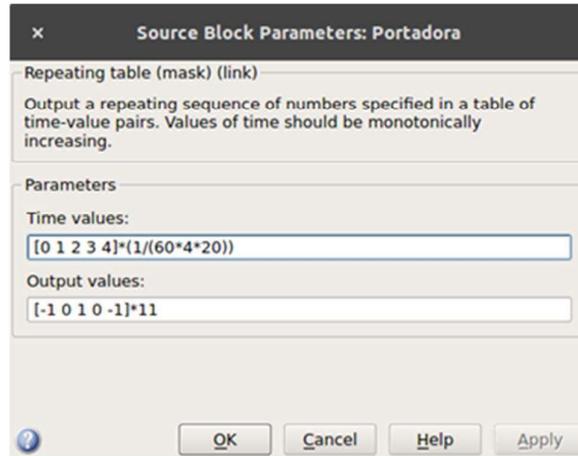


Figura A.11. Generación señal SPWM

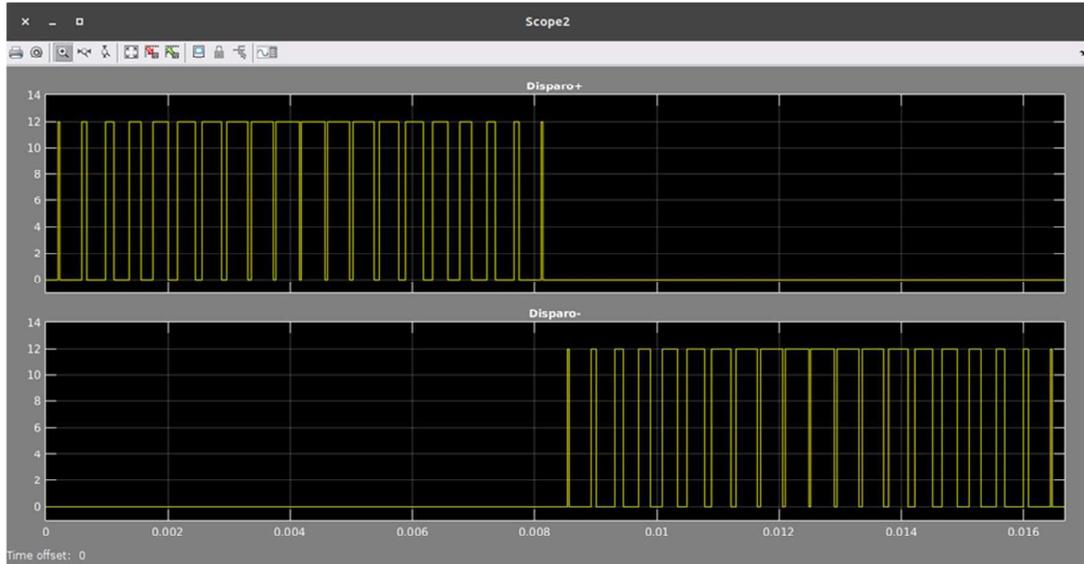


Figura A.12. Señal SPWM con modulación unitaria

**Simulación considerando los circuitos simulados disponen de transformador de aislamiento y filtro LC**

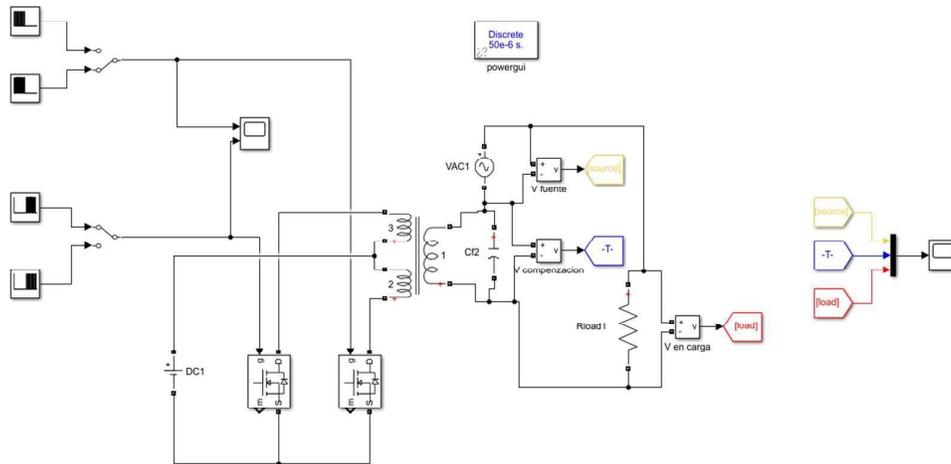
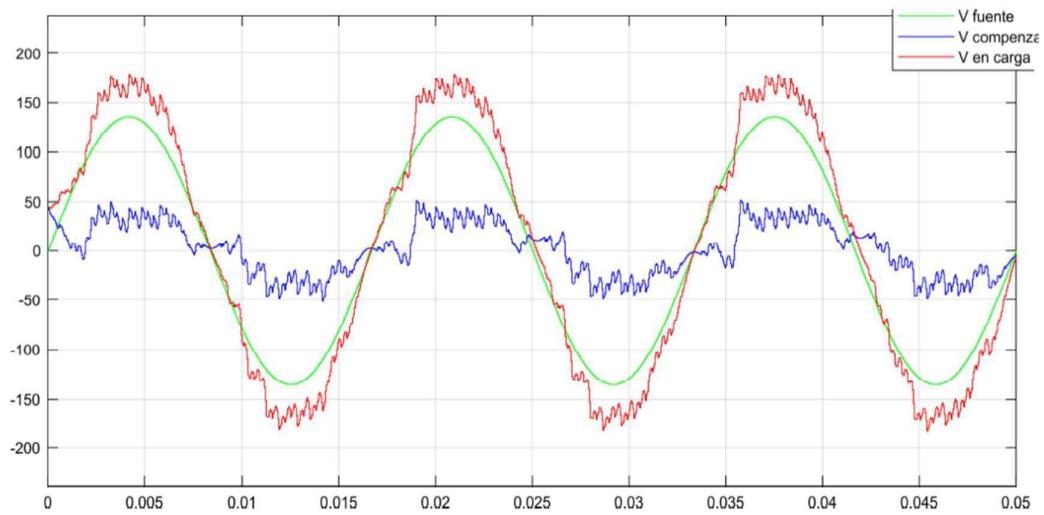


Figura A.13. Inversor considerando filtro de salida  $C=100 \mu\text{F}$



**Figura A.14.** Voltaje en la carga y corriente de salida del reductor