

**DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DE UNA FUENTE DE TENSIÓN
PARA UN SISTEMA DE INYECCIÓN DE CORRIENTE**

**SERGIO ANDRÉS QUIROZ RAMÍREZ
JAVIER RICARDO SÁNCHEZ BRICEÑO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO – MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
GRUPO DE INVESTIGACIÓN “*GISEL*”
BUCARAMANGA
2008**

**DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DE UNA FUENTE DE TENSIÓN
PARA UN SISTEMA DE INYECCIÓN DE CORRIENTE**

SERGIO ANDRÉS QUIROZ RAMÍREZ CÓDIGO: 2000766

JAVIER RICARDO SÁNCHEZ BRICEÑO CÓDIGO: 1962266

**Proyecto de Grado para optar al título de
Ingenieros Electrónicos**

Director:

Dr. HERMANN RAÚL VARGAS T.

Codirector:

ING. OMAR LEONARDO PEÑA G.

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO – MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
GRUPO DE INVESTIGACIÓN “GISEL”
BUCARAMANGA
2008**

Dedico el logro de esta gran meta primero que todo a Dios y a su hijo Jesucristo, por permitirme alcanzar este título, por estar siempre a mi lado en los momentos más difíciles brindándome fortaleza, humildad y sabiduría.

Al incansable esfuerzo de mis Padres Ramón Sánchez y Nury Briceño, a su preocupación, comprensión y aliento en todos los momentos difíciles, Además por ser el pilar de mis mejores valores. También por el hecho de depositar toda su confianza y amor en mi.

A toda mi familia por creer en mí, A mis hermanas Angela y Sandra por todo el apoyo y cariño que me brindaron a lo largo de todo este proceso.

Y muy especialmente a mi esposa Sonia y a mi hijo Santiago quienes han sido mi inspiración en los momentos más difíciles de mi vida.

A todos mis familiares y amigos, quienes directa o indirectamente aportaron su grano de arena para la culminación de este gran sueño.

Javier Ricardo

Dedico este Logro.

A Dios por brindarme lo necesario para alcanzar esta meta, y por la fortaleza entregada en los momentos difíciles.

A mis Padres, por su apoyo incondicional, sus consejos y todas las cosas buenas que me han infundido en su labor.

A mis Hermanas por apoyarme y acompañarme en este proceso.

A todos mis amigos y compañeros, con los que compartí agradables momentos en este recorrido.

Sergio Andrés

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos a:

Los profesores Hermann Raúl Vargas y Omar Leonardo Peña, por su apoyo y colaboración constante en la orientación de este trabajo.

A la Universidad Industrial de Santander por la oportunidad brindada.

A todos los docentes, que con sus enseñanzas y aportes hicieron posible este sueño.

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	1
1. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	6
1.1 Diodo de potencia	7
1.1.1 Curva característica del diodo	8
1.1.2 Características estáticas	10
1.1.3 Características dinámicas	12
1.2 Transistores de unión bipolar BJT	13
1.2.1 Estructura básica y regiones de operación	14
1.2.2 Características dinámicas	16
1.2.3 Desventajas del BJT	17
1.3 Transistor MOSFET	19
1.3.1 Estructura básica y regiones de operación	19
1.3.2 Características dinámicas	21
1.3.3 Componentes parásitos del MOSFET	23
1.4 Transistor IGBT	25
1.4.1 Estructura básica y regiones de operación	26
1.4.2 Características dinámicas	28
2. FUENTE DE TENSIÓN	30
2.1 Rectificador	30
2.1.1 Rectificador de media onda	31
2.1.2 Rectificador de onda completa	32
2.1.3 Puente rectificador de onda completa	34
2.1.4 Filtros	35
2.2 Inversor	36
2.2.1 Clasificación de los inversores	36
2.2.2 Inversor monofásico en medio puente	37

2.2.3 Inversor Push-Pull	40
2.2.4 Inversor en puente completo	41
2.2.5 Circuitos de control del puente	42
2.2.5.1 Circuito con transformador de pulsos	43
2.2.5.2 Circuito Bootstrap	44
3. METODOLOGÍA DE DISEÑO PARA LA FUENTE	47
3.1 Metodología de diseño	47
3.1.1 Requerimientos del sistema	48
3.1.2 Criterios de diseño	51
3.2 Propuesta de diseño para la fuente	52
3.3 Circuito final	61
4. PROTOTIPO ESCALADO	63
4.1 Diseño del puente inversor	64
4.1.1 Selección de la topología	64
4.1.2 Selección del transistor	65
4.1.3 Selección del manejador de puerta	67
4.2 Diseño del puente rectificador	72
4.2.1 Selección de la topología	72
4.2.2 Selección de los diodos	73
4.2.3 Selección del condensador del filtro	73
4.3 Selección de conductores	74
4.4 Selección de la carcasa	75
4.5 Selección de la bobina de acople	76
4.6 Prototipo final	76
4.7 Pruebas realizadas al prototipo	79
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	83
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85

TÍTULO: DISEÑO Y ESPECIFICACIONES DE UNA FUENTE DE TENSIÓN PARA UN SISTEMA DE INYECCIÓN DE CORRIENTE*

AUTORES: QUIROZ R. Sergio Andrés, SÁNCHEZ B. Javier Ricardo. **

PALABRAS CLAVE: SICP, puente inversor, circuito driver.

En la actualidad se requiere de nuevas tecnologías para aumentar las reservas de hidrocarburos en Colombia. Este trabajo de grado hace parte de una investigación conjunta entre la UIS y el ICP ECOPETROL, la cual pretende a través de un Sistema de Inyección de Corriente en fondo de Pozo (SICP) viabilizar la explotación de campos con crudos de alta viscosidad, mediante el calentamiento del tubo productor logrando mejorar la movilidad del crudo en ascenso desde el yacimiento hasta la superficie.

El presente trabajo plantea una propuesta de diseño para la fuente de potencia la cual hace parte del sistema SICP. Se exponen los criterios de diseño utilizados en la selección de los componentes y las topologías utilizadas en cada una de las etapas de la fuente. También se diseñó y se construyó un prototipo de la fuente, el cual suministra una potencia de 2kVA y opera a frecuencias entre 5 y 1000Hz.

El componente principal de la fuente de tensión es un puente inversor. En el trabajo se exponen con detalle los diferentes dispositivos semiconductores que pueden ser utilizados como interruptor del puente, así como la selección del manejador del mismo y los cálculos necesarios para el correcto funcionamiento del circuito driver, manteniendo un tiempo de retardo suficiente entre la desactivación de un lado del puente y la activación del otro. Finalmente, se muestran las gráficas obtenidas del funcionamiento del prototipo a diferentes frecuencias de operación, en las cuales se aprecia su normal desempeño.

* Trabajo de Grado.

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuelas de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Hernán Raúl Vargas.

TITLE: DESIGN AND SPECIFICATIONS FOR AN ELECTRIC TENSION POWER SOURCE FOR AN CURRENT INJECTION SYSTEM *

AUTHORS: QUIROZ R. Sergio Andrés, SÁNCHEZ B. Javier Ricardo.**

KEY WORDS: SICP, puente inversor, circuito driver.

Nowadays new technologies are required to improve the hydrocarbon reserves in Colombia. This graduate thesis is part of conjunct research (UIS and ICP) which pretends through a subterranean current injection system deep in the well, make a viable the exploitation of high viscosity crude oil using the heating of the production tube improving the mobility of the ascending crude oil from the oil well to the surface.

The present work proposes a design for a power source which at the same time is a part of the SICP system. The standards for the design used in the selection of the components were exposed and as well as the topologies used in each stage of the source development. A source prototype was designed and built, which supplies a power of 2kVA and operates in frequencies between 5 or 1000HZ.

The main component of the source is the alter bridge, the several semiconductor devices that can be used as contact breaker are exposed in minimum detail, in addition a targeting for the device driver of the mechanism as well as the necessary calculus for the correct performance of the circuit driver, so it can maintain a delay time between the deactivation from one side of the alter bridge and the activation of the other. Finally graphics obtained from the performance of the prototype are shown at different operation frequencies, in which its average performance is exposed.

* Degree Project.

** Physic-mechanics Engineering Faculty. Electric, Electronic and Telecommunications Engineering School.
Director: Hernán Raúl Vargas.

INTRODUCCIÓN

Una fuente de potencia es uno de los componentes más utilizados en la ingeniería eléctrica, casi todos los dispositivos requieren del uso de una fuente, y las aplicaciones se encuentran en casi todas las áreas de la ciencia, desde dispositivos sencillos hasta aplicaciones industriales de gran precisión. Disponer de una fuente de potencia controlada es muy deseable en muchos campos y las aplicaciones son casi ilimitadas.

La industria de la explotación de hidrocarburos se enfrenta en la actualidad al problema de la disminución de los recursos petrolíferos (en particular el crudo liviano), debido al alto consumo requerido. Con el fin de satisfacer esta demanda, una de las alternativas es el uso de crudo pesado, el cual presenta una desventaja respecto del crudo liviano debido a que es más complejo de extraer. Una de las formas para mejorar la extracción de crudos pesados es la de un *sistema de inyección de corriente en fondo de pozo (SICP)*, el cual consiste básicamente en elevar la temperatura del crudo para mejorar la movilidad del mismo y así facilitar su extracción. El sistema de inyección de corriente en fondo de pozo consta esencialmente de tres bloques funcionales: *una fuente de tensión*, la cual transfiere potencia al “tubing” de extracción calentando de esta manera el crudo, *un sistema de sensores* y finalmente *un sistema de control*. Para conseguir este objetivo, el presente trabajo plantea una metodología de diseño de una fuente de potencia adecuada para esta aplicación en particular. El sistema de control y el sistema de instrumentación hacen parte de una tesis de maestría que se desarrolla en paralelo [16].

En el trabajo de grado se ha desarrollado una metodología para el diseño de fuentes de potencia para sistemas SICP. Los requerimientos del sistema que se

proponen en la metodología, se obtienen con base en las características físicas de un pozo en particular [17].

La tesis se ha dividido en dos partes. La primera parte trata sobre los fundamentos teóricos de los dispositivos de potencia y las configuraciones más importantes para el diseño de fuentes, se hace una presentación de la teoría básica y el principio de funcionamiento de los dispositivos más utilizados en el diseño de fuentes de potencia así como de las características fundamentales de las topologías involucradas, sus ventajas y algunos criterios de diseño y selección. La segunda parte trata de la metodología de diseño para el SICP, se presenta una visión general del problema planteado, algunas alternativas de solución con base en las características físicas generales de los diferentes pozos de producción y los criterios de decisión que se derivan de ellos. Adicional a esto, se presenta el diseño y construcción de un prototipo escalado de un SICP, con base en los resultados obtenidos para un pozo en particular.

Antecedentes

El método de recobro térmico más empleado en la industria del petróleo es el de inyección de vapor. Sin embargo, este sistema de calentamiento no es el más efectivo en todos los casos, ya que existen pozos en los cuales la inyección de vapor es ineficiente [20, 21]. En años recientes se ha trabajado en una nueva propuesta de recobro térmico, la cual consiste en un sistema de calentamiento electromagnético. Este sistema es una alternativa para aquellos yacimientos en donde aplicar las técnicas convencionales de calentamiento es inaceptable o poco atractivo, desde el punto de vista técnico y económico.

Si bien la tecnología de calentamiento electromagnético en la industria de los hidrocarburos data desde finales de los años cincuenta, su aplicación ha sido limitada y su desarrollo a sido truncado debido a factores tales como el precio del

crudo, costo de la generación de la energía eléctrica y la falta de tecnología disponible. En la actualidad, la industria del petróleo ha despertado un especial interés por el desarrollo tecnológico del calentamiento electromagnético, debido a la poca disponibilidad de fuentes de hidrocarburos livianos y a que las condiciones del precio del crudo han cambiado. Simultáneamente, la industria de la electrónica ha creado dispositivos de estado sólido con mayor capacidad de potencia y de menor costo, lo que hace viable el desarrollo y ejecución de estas tecnologías.

En la actualidad los estudios para la aplicación del calentamiento eléctrico se enfocan hacia el desarrollo de tres métodos de calentamiento los cuales son: el *calentamiento a baja frecuencia*, el *calentamiento a alta frecuencia* y el *calentamiento inductivo*. Estos sistemas fueron empleados por primera vez para estimular pozos de petróleo en California y la Unión Soviética. Hacia 1969 el calentamiento eléctrico de yacimientos fue utilizado para mejorar la producción de crudo en un experimento realizado en Little Tom, TX, el cual se reportó como exitoso [22]. A comienzos de la década del setenta, las ondas electromagnéticas comenzaron a tomar cierta importancia en la industria petrolera, debido a que se inició el estudio de la influencia que éstas tenían sobre el petróleo crudo. Por otra parte, diversos investigadores se dedicaron a evaluar el calentamiento eléctrico en la vecindad del pozo utilizando sistemas de calentamiento dieléctrico y sistemas de calentamiento óhmico, trabajando este último con una frecuencia de 60Hz. El primer trabajo académico sobre el proceso de calentamiento resistivo (a muy bajas frecuencias) fue propuesto por El-Feky en 1977. Debido a los bajos precios del petróleo y la falta de tecnología, este método quedó en espera de que los precios subieran y que aumentara el apoyo a la investigación de nuevas tecnologías que permitieran la recuperación de crudo de una manera más eficiente.

Al inicio de la década de los ochenta, se utilizaron las ondas electromagnéticas para la recuperación de crudo, calentando el yacimiento por medio de la inducción de ondas en el medio poroso. Entidades como ARCO Y PETROCANADA

probaron en forma individual sistemas de calentamiento eléctrico. El departamento de energía de los Estados Unidos y el Instituto de Investigación IIT probaron en forma exitosa el calentamiento con radiofrecuencias para yacimientos de crudo del oeste de Estados Unidos. En 1983 la compañía UENTECH junto con varios operadores condujo numerosos proyectos pilotos de sistemas calentamiento eléctrico, lo que les permitió desarrollar nuevos equipos y técnicas para la aplicación de dicho método. Mediante los pilotos realizados se concluyó que los pozos candidatos a ser sometidos a dicho sistema de calentamiento son aquellos que presentan parafina, asfaltenos, sulfuros, hidratos y cualquier otro depósito sensible al calor. En 1987 se llevó a cabo una prueba piloto por las compañías Petrobras, Azevedo Travassos, y ORS Development Co. en el campo Rio Panon, Rio Grande do Norte, Brasil. En la prueba piloto un solo pozo fue conectado eléctricamente, y sus parámetros fueron monitoreados. Los datos mostraron un repentino incremento de temperatura en la zona de interés, acompañada por un notable incremento en la producción de crudo. La tabla 1 presenta un resumen sobre algunos sistemas SICP implementados y los resultados obtenidos [16].

Tabla 1: Cuadro resumen estado del arte en el mundo.

Fecha	Operador	Descripción del proyecto	Resultados
1988	Mazzei	Calentamiento resistivo de baja frecuencia utilizando 30kW.	Incremento en la producción de 2 a 3 veces.
1989	CNW	Calentamiento resistivo de baja frecuencia utilizando 40kW.	Incremento en el factor de recobro de 1.27 veces.
1989	NAM-Holland	Calentamiento resistivo de baja frecuencia utilizando 60kW.	Incremento en la producción de 82 hasta 195 bbl/día.
1991-1996	CNW-Canadá	Mezcla de calentamiento resistivo y calentamiento por tubing, con 10kW.	Incremento marginal.
1991-1998	Petrobras	Calentamiento multipozo del yacimiento, con una potencia entre 100 y 140kW.	Se reportó una duplicación de la producción promedio.
1997	CNRL-Canadá	Calentamiento inductivo con una potencia de 10kW	Incremento de la producción en 1.5 veces.
1998-1999	AEC-Alberta	Calentamiento inductivo del pozo	No exitoso.
1998	Ranger Oil	Calentamiento inductivo con una potencia promedio de 20kW	Incremento marginal de la producción.
1998-2001	Baharain Petroleum Company	Calentamiento inductivo con una potencia comprendida entre 5 a 8kW	Se incremento la producción al triple.

PRIMERA PARTE

FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA Y CONFIGURACIONES PARA EL DISEÑO DE FUENTES

1. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

La figura 1 presenta el diagrama de flujo del sistema SICP completo. En este diagrama se muestra en una forma muy general, todo el sistema de inyección de corriente en fondo de pozo y a su vez se resaltan los bloques funcionales más importantes de la fuente de tensión, objetivo principal de este proyecto.

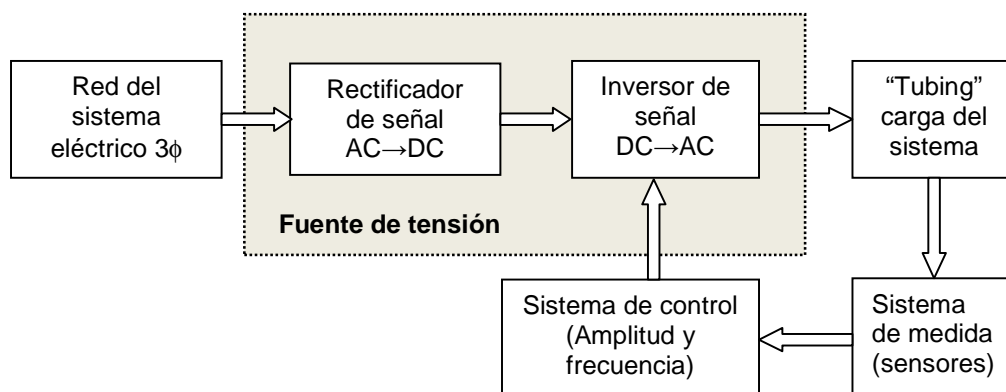


Figura 1. Diagrama de flujo del sistema de inyección de corriente en fondo de pozo

El funcionamiento del sistema es el siguiente: la potencia eléctrica se toma desde la red trifásica de distribución y se alimenta la fuente de tensión, un sistema de control, el cual toma decisiones con base en los datos obtenidos del sistema de sensores ubicados en el pozo, determina la cantidad de potencia a transferir al pozo, mediante el control de amplitud y frecuencia de la señal eléctrica inyectada al *tubing*, la cual finalmente se transforma en calor para aumentar la movilidad del crudo.

La fuente de tensión consta de dos bloques funcionales básicos: el *rectificador* y el *inversor*. El funcionamiento es el siguiente: el rectificador tiene como objetivo transformar la señal AC de amplitud y frecuencia constante de la red de distribución en una señal de tensión DC, la cual sirve para alimentar el inversor; a

la salida del inversor se obtiene una señal AC con amplitud y frecuencia variable, de acuerdo con lo determinado por el sistema de control

En esta sección se presenta una breve descripción de los principios de operación, las características básicas y los principales parámetros de funcionamiento de los dispositivos semiconductores que componen cada uno de los bloques funcionales de la fuente de tensión. En el capítulo 2 se presenta con detalle el funcionamiento y los criterios de diseño de cada bloque de la fuente.

1.1 Diodo de Potencia.

Entre todos los dispositivos de conmutación utilizados en la electrónica de potencia, el diodo de potencia es quizás el más sencillo. Es un dispositivo de dos terminales, conocidos como *Ánodo* (A) y *Cátodo* (K). Su símbolo de circuito se muestra en la figura 2a.

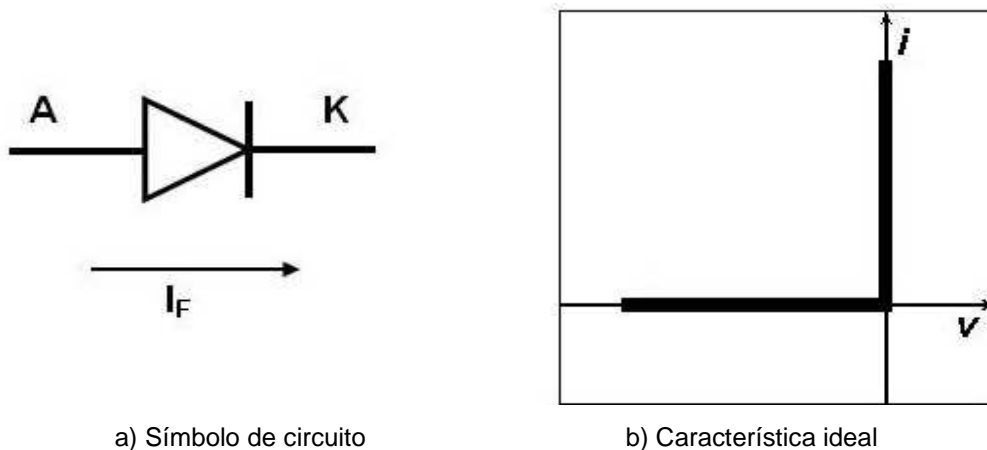


Figura 2. Diodo

Si el terminal A se encuentra a un potencial más alto que el terminal K, se dice que el dispositivo se encuentra polarizado directamente, y una corriente directa (I_F) circulará a través del dispositivo en la dirección indicada en la figura 2a. Esto conlleva a una pequeña tensión (V_F) a través del dispositivo, generalmente menor

a 1V, la cual suele ignorarse al considerar condiciones ideales. Ahora, cuando el diodo se encuentra en el estado de polarización inversa, éste no conduce, y el diodo experimenta un pequeño flujo de corriente en dirección inversa llamada *corriente inversa o de fuga* (I_R). Esta corriente inversa se mantiene constante mientras la tensión inversa en el diodo sea menor a cierto valor llamado *tensión de ruptura* (V_B). Más allá de este valor, la corriente en sentido inverso se incrementa rápidamente con pequeños cambios en la tensión inversa y el diodo conduce; operar el diodo en esta región de ruptura no será destructivo, si la disipación de potencia del dispositivo es inferior a la especificada en la hoja de datos del fabricante. La tensión directa y la corriente inversa, se ignoran en el modelo de diodo ideal, como se muestra en la figura 2b. En las aplicaciones de la electrónica de potencia, el diodo usualmente se considera un interruptor ideal.

1.1.1 Curva característica del diodo y regiones de operación.

La característica de un diodo real, difiere de la característica de cero impedancia directa e infinita impedancia inversa de un diodo ideal, como se muestra en la figura 3.

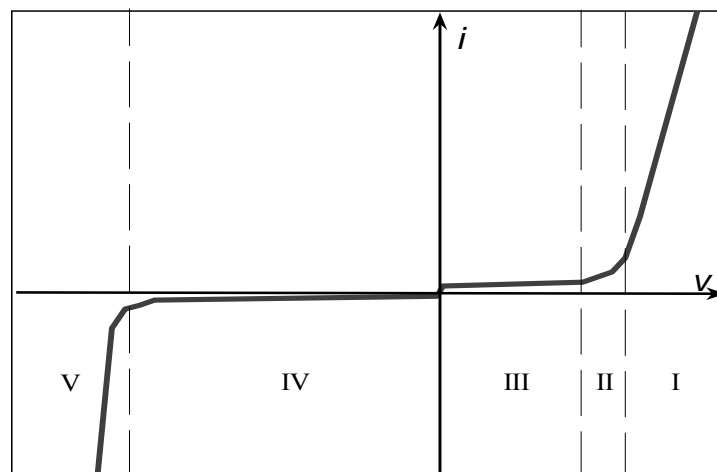


Figura 3. Curva característica del diodo con sus regiones de operación:

- I) conducción, II) transición, III) baja conducción directa,
- IV) polarización inversa y V) ruptura (o avalancha).

En sentido directo, una barrera de potencial asociada con la distribución de portadores en la vecindad de la unión, junto con otros efectos, conlleva a una caída de tensión. En el caso de diodos de silicio, la caída de tensión es de alrededor de 1V para corrientes en el rango normal de operación. En la dirección inversa, dentro del rango de voltaje normal de operación, una corriente muy pequeña de fuga circula a través del diodo, casi independiente de la tensión.

Para efectos prácticos, las características estáticas se representan en forma simplificada como se muestra en la figura 4. En esta figura, las características en el sentido directo se representan mediante una tensión umbral (V_{TH}) y un incremento lineal de corriente. La característica en sentido inverso se representa mediante una corriente de fuga dentro del rango normal de voltajes inversos de operación hasta la tensión de ruptura. Para tensiones inversas superiores a V_B , la corriente en el diodo es infinita.

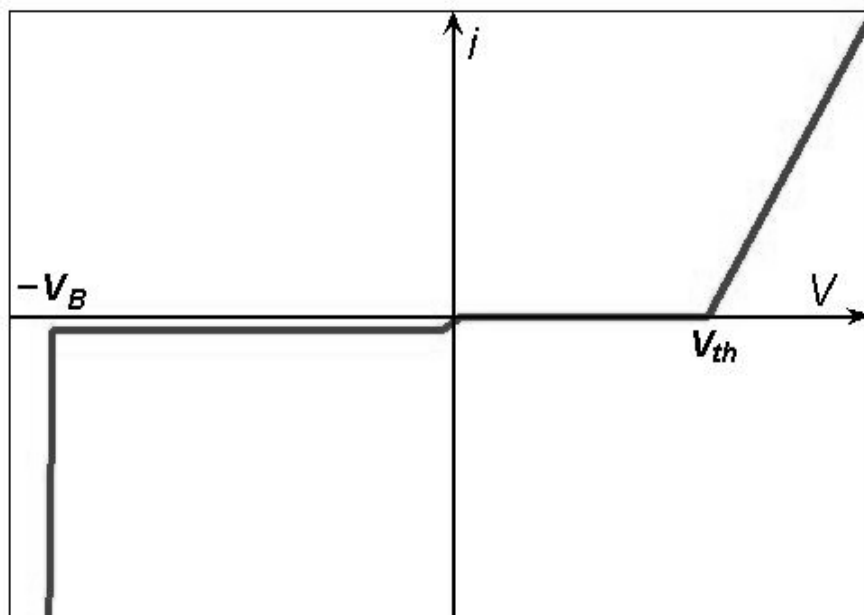


Figura 4. Curva característica simplificada.

- **Región I: Conducción.** Cuando la tensión a través del diodo es mayor que la tensión umbral, circula una corriente en el diodo que sólo está limitada por los elementos del circuito. Para diodos de silicio, el valor típico de esta tensión se encuentra entre 0.6V y 1V.
- **Región II: Transición.** Es la región curva en el primer cuadrante de la figura 3. Se define como los valores de tensión para los cuales la conducción de corriente en el diodo pasa de valores despreciables a valores significativos, pero aún no se presenta la característica casi lineal de la región I. Para diodos de silicio, esta región se encuentra en el intervalo de 0.5V a 0.7V.
- **Región III: Baja conducción directa.** Es el rango de tensiones de polarización directa para el cual la magnitud de la corriente que circula en el diodo es muy pequeña (despreciable), del orden de I_R . Para diodos de silicio, esta región se encuentra en el intervalo de 0 a 0.5V.
- **Región IV: Polarización inversa.** Se presenta cuando el potencial del terminal K es mayor que el potencial A. En esta región de operación, el valor de la corriente inversa que circula a través del diodo es despreciable (I_R).
- **Región V: Ruptura.** Si la tensión inversa aplicada al diodo supera el valor de V_B especificado para el diodo, la corriente inversa que circula en el diodo aumenta considerablemente con cada pequeño cambio en la tensión inversa. En condiciones normales de operación, se evita que el diodo entre accidentalmente en esta región de operación.

1.1.2 Características estáticas.

Los parámetros en estado de conducción más importantes son:

- **Tensión directa:** V_F (*Forward voltage*) es la caída de tensión en el diodo desde el ánodo al cátodo a determinado valor de corriente.
- **Tensión Umbral:** V_{TH} (*Threshold voltage*) cuando la tensión de polarización directa excede este valor, inicia la conducción de corriente en el diodo.
- **Corriente directa promedio:** I_{FAV} (*Average forward current*) es el valor medio de la señal de corriente (en 180° de conducción) que puede soportar el diodo a determinada temperatura.
- **Corriente directa pico repetitivo:** I_{FRM} (*Repetitive peak forward current*) es el valor pico máximo con una duración de 1ms que puede soportar el diodo cada 20ms a determinada temperatura.
- **Corriente directa pico no repetitivo:** I_{FSM} (*Peak forward surge current*) es el máximo pico de corriente aplicable al diodo por una sola vez cada cierto tiempo especificado por el fabricante.

Los parámetros en estado de bloqueo más importantes son:

- **Tensión de ruptura:** V_B (*Breakdown voltage*) es la tensión inversa aplicada a partir de la cual en el diodo inicia la conducción de corriente en sentido inverso.
- **Tensión inversa máxima de trabajo:** V_{RWM} (*Reverse working voltage*) es la tensión que puede soportar el diodo en forma continua sin peligro de calentamiento.
- **Tensión inversa pico repetitiva:** V_{RRM} (*Repetitive peak reverse voltage*) es la tensión que puede soportar el diodo en picos de 1ms cada 10ms.
- **Tensión inversa pico no repetitiva:** V_{RSM} (*Surge peak reverse voltage*) es la tensión máxima que puede soportar el diodo una vez cada cierto tiempo.

- **Corriente inversa:** I_R (*Reverse Current*) es la corriente que circula en el diodo en sentido inverso cuando el voltaje aplicado es menor a V_B .

1.1.3 Características dinámicas.

Debido a que los dispositivos no son ideales, se requiere de un tiempo para que el diodo pase de su estado de corte a conducción y de conducción a corte. En la figura 5 se muestra la forma de onda de corriente para un diodo que conmuta, con algunos de los parámetros más importantes. Estos tiempos de conmutación están asociados a las cargas acumuladas en las capacitancias parásitas formadas dentro de los dispositivos, las cuales deben ser removidas para cambiar el estado de conducción del componente.

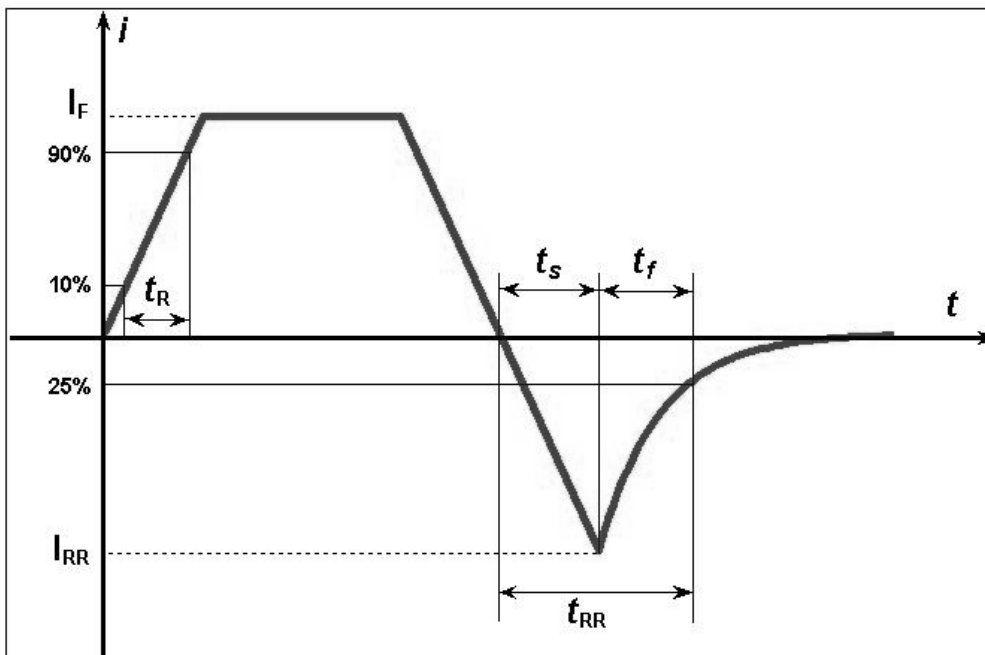


Figura 5. Curva típica de corriente del diodo durante la conmutación.

- **Tiempo de subida:** t_R (*Rise time*) es el tiempo requerido por el diodo para que la corriente pase del 10% al 90% de su valor. Este tiempo normalmente es bastante rápido y pocas veces se tiene en cuenta.
- **Tiempo de recuperación inversa:** t_{RR} (*Reverse recovery time*) es el intervalo de tiempo entre el instante en el cual la corriente pasa a través del cero, durante el cambio del estado de conducción al estado de polarización inversa, y el momento en que la corriente inversa se ha reducido al 25% de su valor inverso pico I_{RR} (*Reverse recovery current*). Este es el mayor de los dos tiempos y es el responsable de la mayor parte de las pérdidas de conmutación. Este parámetro es función de I_F , di/dt y la temperatura T . De la figura 5 se deduce que:

$$t_{RR} = t_s + t_f \quad (1.1)$$

- **Tiempo de almacenamiento:** t_s (*Storage time*) es el tiempo que transcurre desde el paso por cero de la corriente hasta que alcanza el pico negativo y es debido a la acumulación de portadores en la región de la unión.
- **Tiempo de caída:** t_f (*Fall time*) es el tiempo transcurrido desde el pico negativo hasta que la corriente inversa se ha reducido al 25% de su valor pico y es debido a la descarga de la capacitancia de la unión.

1.2 Transistores de Unión Bipolar BJT.

El primer transistor fue creado en 1948 por un equipo de físicos en *Bell Telephone Laboratories* y poco tiempo después se convirtió en el dispositivo semiconductor más importante, reemplazando a los tubos de vacío en muchas aplicaciones industriales. Un transistor BJT (*Bipolar Junction Transistor*) es un dispositivo

formado por dos uniones y tres terminales, en el cual la corriente de colector está controlada por la corriente de la base.

1.2.1 Estructura básica y regiones de operación.

El transistor BJT tiene una estructura vertical de cuatro capas, como se muestra en la figura 6. Esta estructura vertical se prefiere en los dispositivos de potencia porque así se maximiza el área transversal a través de la cual fluye la corriente en el componente, disminuyendo a su vez la resistencia en conducción y por lo tanto las pérdidas de potencia [5].

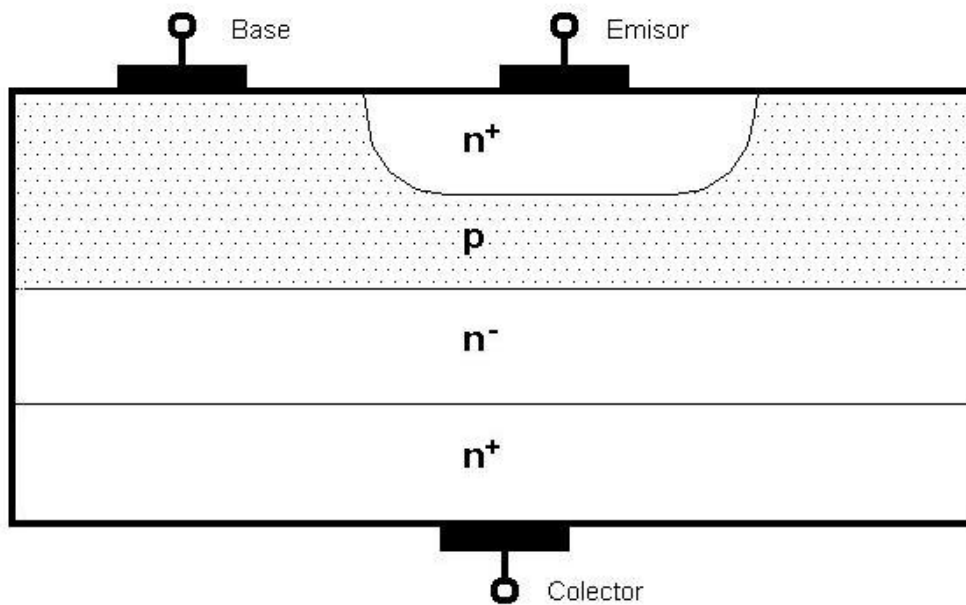


Figura 6. Sección vertical típica de un transistor de potencia.

La zona p es una región con un dopado del orden de 10^{16} portadores/cm³; en la región n⁺ la concentración es más alta, del orden de 10^{19} portadores/cm³ y en la región n⁻ del orden de 10^{14} portadores/cm³. La profundidad de la zona p es muy importante en el desempeño del dispositivo: una pequeña profundidad genera una mayor ganancia de corriente, pero por otra parte, contribuye a que se disminuya el

valor de la tensión de ruptura inversa, de tal forma que en los BJT de potencia el valor de β oscila entre 5 y 10; desde luego que esta es una característica indeseable. La zona n^- es una región con bajo dopado propia de los dispositivos de potencia y su profundidad contribuye al aumento del valor de la tensión de ruptura del dispositivo. La estructura de un transistor de potencia real está compuesta por un gran número de estructuras como las de la figura 6 conectadas en paralelo.

El símbolo de circuito y la curva característica de salida I_C vs. V_{CE} de un transistor NPN se muestran en la figura 7. Se distinguen claramente las tres regiones de operación¹ del transistor.

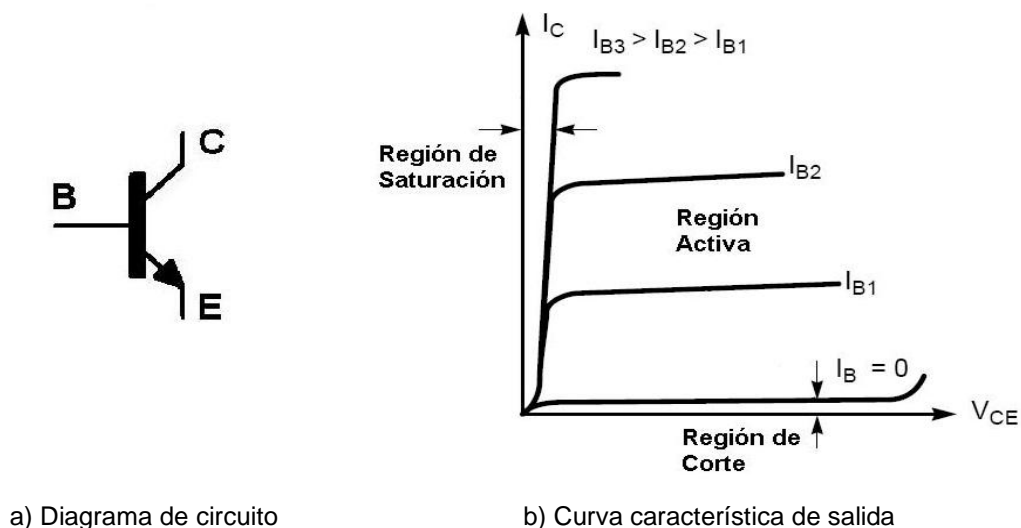


Figura 7. Transistor NPN

- **Región de corte:** el transistor está desactivado debido a que la corriente de base no es suficiente para activarlo, por lo tanto la corriente de colector es cero. El transistor funciona como interruptor abierto.

¹ En los BJT de potencia, existe una cuarta región de operación, llamada zona de cuasi-saturación, que está comprendida entre la región activa y la región de saturación y se caracteriza por una pendiente $I - V$ diferente. Esta región es debida a la existencia de una zona N^- adicional en el transistor con el objetivo de soportar grandes tensiones de bloqueo [5].

- **Región de saturación:** la corriente de colector es alta y la tensión V_{CE} es baja, lo cual representa bajas pérdidas en conducción. El transistor funciona como interruptor cerrado.
- **Región activa:** al igual que en los transistores de señal, en esta región actúa como amplificador, generando una corriente de colector que es el resultado de la amplificación de la corriente de base. Trabajar en esta zona genera grandes pérdidas, así como excesivo calentamiento al dispositivo, debido a que se trabaja con grandes corrientes y tensiones. Se debe evitar que el transistor de potencia entre en esta zona de operación.

1.2.2 Características dinámicas.

Para las aplicaciones en las cuales el transistor está sometido a conmutaciones, en el diseño es necesario analizar los tiempos de encendido y apagado. En la figura 8 se muestra una curva típica donde se presentan los retardos de encendido y apagado.

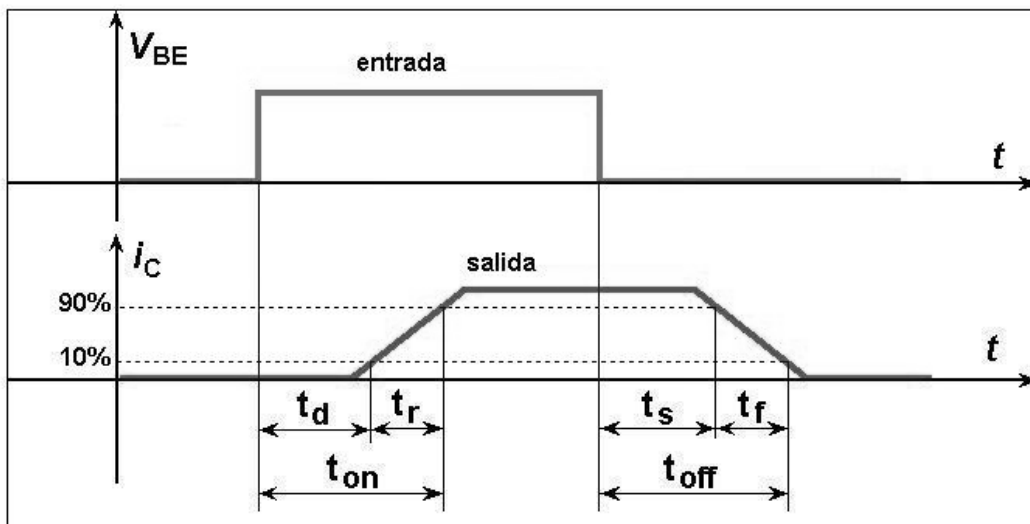


Figura 8. Tiempos de conmutación en el BJT.

- **Tiempo de encendido:** t_{on} es el tiempo total que le toma al dispositivo para pasar de corte a conducción.

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (1.2)$$

- **Tiempo de retardo:** t_d (*Delay time*) es el tiempo que tarda el dispositivo desde el instante en que se le aplica la señal de entrada hasta que la salida alcanza el 10% de su valor nominal.
- **Tiempo de subida:** t_r (*Rise time*) tiempo requerido para que la corriente en el transistor pase del 10% al 90% de su valor nominal.
- **Tiempo de apagado:** t_{off} es el tiempo que requiere el dispositivo para pasar de conducción a corte.

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (1.3)$$

- **Tiempo de almacenamiento:** t_s (*Storage time*) es el tiempo que transcurre desde que se retira la señal de entrada y el instante en que la salida baja al 90% de su valor nominal.
- **Tiempo de caída:** t_f (*Fall time*) es el tiempo requerido para que la corriente en el transistor pase del 90% al 10% de su valor nominal.

1.2.3 Desventajas del BJT.

La principal desventaja de los BJTs es que al ser dispositivos controlados por corriente, requieren de una alta corriente de base para su activación, lo cual implica grandes pérdidas de potencia en el estado activo (*región de saturación*) y también implica complejos circuitos manejadores de base que puedan entregar corrientes altas. Una de las formas para mejorar esta característica, evitando altas corrientes de base, es el uso de transistores BJT en configuración Darlington [3,7].

La figura 9 muestra una configuración Darlington de dos etapas. En la conexión Darlington, la corriente de base requerida se minimiza al aumentar la ganancia del dispositivo por el uso de dos BJTs en cascada; sin embargo, se generan otros inconvenientes: el V_{CE} se aumenta, con un correspondiente incremento en las pérdidas en estado activo y también disminuye la velocidad de conmutación del dispositivo [3]. Las configuraciones Darlington se encuentran comercialmente disponibles como un solo encapsulado.

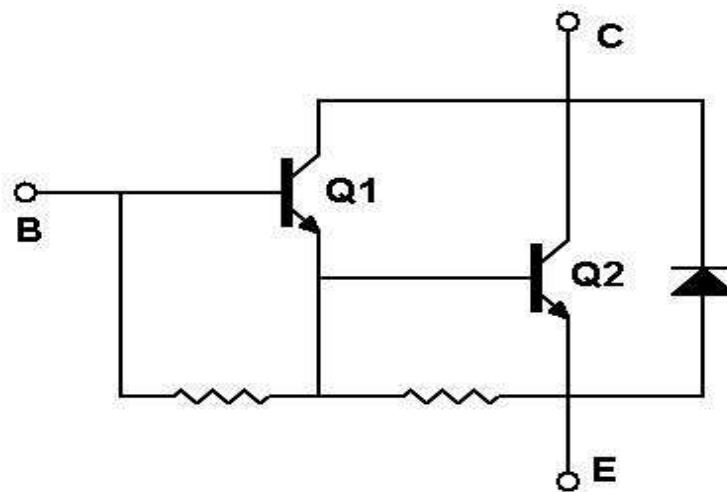


Figura 9. Configuración Darlington de dos etapas.

Durante mucho tiempo, los transistores BJT fueron el principal dispositivo utilizado en las aplicaciones industriales, sin embargo con la aparición y rápida evolución del MOSFET de potencia y posteriormente el IGBT, los BJTs han sido reemplazados en muchas de las aplicaciones donde solían ser la mejor alternativa de diseño [1]. Otra de las desventajas que presentan son los tiempos de conmutación muy grandes, en comparación a los IGBTs y MOSFETs. Los BJTs poseen una menor capacitancia de entrada, en comparación con los MOSFETs y los IGBTs, lo cual es una ventaja; esto hace que los BJTs aún sean una alternativa viable en ciertos rangos de operación, normalmente en aplicaciones de gran potencia y con frecuencias de trabajo inferiores a 100kHz.

1.3 Transistor MOSFET.

El desarrollo de la tecnología MOS (*metal-oxide-semiconductor*) para los circuitos microelectrónicos abrió el camino para la creación de los transistores MOSFET (*MOS field effect transistor*) a finales de la década de 1960 y la posterior aparición de los MOSFET de potencia hacia el año 1975 [1]. Estos dispositivos, a diferencia de los BJTs, son *unipolares*, es decir, sólo utilizan portadores mayoritarios para la conducción. El MOSFET de potencia, al igual que el MOSFET de señal, es un dispositivo de tres terminales, llamadas *gate*, *drain* y *source*. El terminal *gate* está unido a un material aislante dentro del dispositivo, lo cual implica una alta impedancia de entrada y una muy baja corriente. En los transistores MOSFET la corriente de salida es controlada por la tensión aplicada V_{GS} , a diferencia de los BJT en donde el control es por la corriente de base. Esto representa una ventaja para el circuito controlador. Este es el más rápido de los dispositivos de conmutación, con frecuencias de operación superiores a los MHz, tensiones de operación de hasta 1000V y corrientes de hasta 50A. Sus principales aplicaciones se encuentran en los inversores y los circuitos troceadores.

1.3.1 Estructura básica y regiones de operación.

El transistor MOSFET de potencia tiene una estructura vertical de cuatro capas de materiales p y n como se muestra en la figura 10. La zona tipo p es también llamada *body*, y es la región donde se genera el canal. La zona n^{-} es una región con bajo dopado y se agrega a los dispositivos de potencia con el objetivo de aumentar el voltaje de ruptura. El funcionamiento del MOSFET de potencia es similar al funcionamiento del MOSFET de señal.

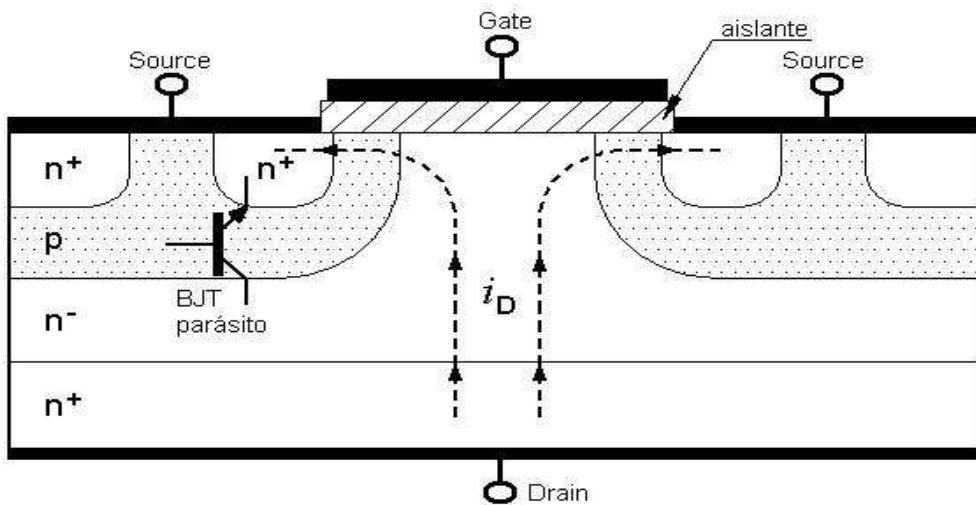
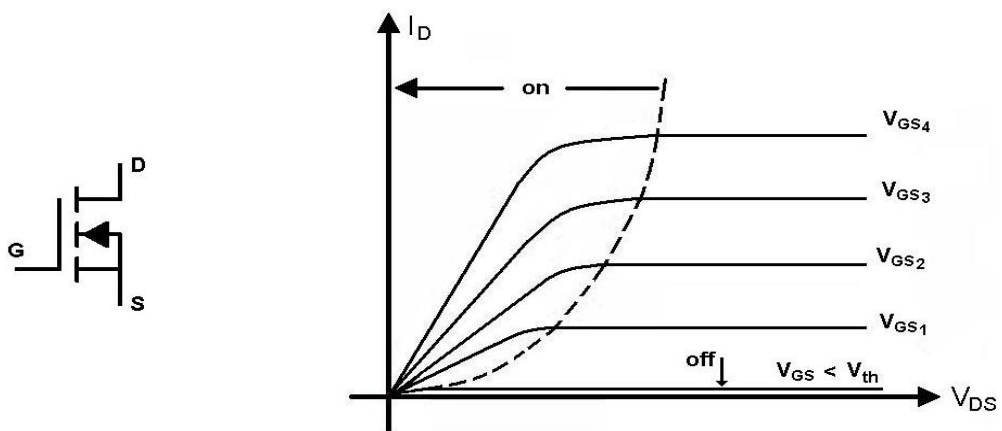


Figura 10. Estructura interna simplificada de un MOSFET de potencia canal n.

En la figura 11 se presenta el símbolo de circuito y la curva característica de salida I_D vs. V_{DS} para un MOSFET de canal N.



a) Diagrama de circuito

b) Curva característica de salida I_D vs. V_{DS}

Figura 11. Transistor MOSFET de canal N.

Las características de salida son similares a las de un BJT de potencia. Se pueden distinguir tres regiones de operación: la región de corte (off), la región óhmica (on) y la región activa.

- **Región de corte:** el MOSFET está en esta región cuando $V_{GS} < V_{th}$. En la mayoría de los MOSFET el valor de V_{th} está comprendido entre 4 y 10V. El dispositivo se comporta como un circuito abierto, la corriente del *drain* es cero, lo cual significa que el transistor debe soportar altas tensiones en polarización inversa.
- **Región óhmica:** el dispositivo entra en esta región de operación cuando V_{GS} es mayor a V_{th} y el voltaje V_{DS} es pequeño. Es decir $V_{GS} - V_{th} > V_{DS} > 0$. El MOSFET se comporta como un interruptor cerrado, con bajas pérdidas de potencia.
- **Región activa:** en esta región, la corriente I_D es independiente del voltaje V_{DS} y depende únicamente del voltaje V_{GS} , similar a los MOSFET de señal. En el límite entre la región óhmica y la región activa, se tiene $V_{GS} - V_{th} = V_{DS}$. Al igual que con los BJTs, se debe evitar que el dispositivo entre en esta región de operación, debido a que se generan grandes pérdidas de potencia al trabajar con altos valores de corriente y tensión en forma simultánea.

1.3.2 Características dinámicas.

Los transistores MOSFET son más rápidos que los dispositivos bipolares debido a que los MOSFET no presentan el exceso de portadores minoritarios que deben ser removidos cuando el dispositivo conmuta de on a off y viceversa como se debe hacer en los BJTs. Las únicas cargas que deben ser removidas son las acumuladas en las capacitancias parásitas existentes C_{gd} , C_{gs} y C_{ds} . Esto hace que los tiempos de conmutación sean significativamente más pequeños en los MOSFETs [5].

En la figura 12 se presenta una curva típica (simplificada) de los tiempos de conmutación de un transistor MOSFET de potencia, con una carga inductiva.

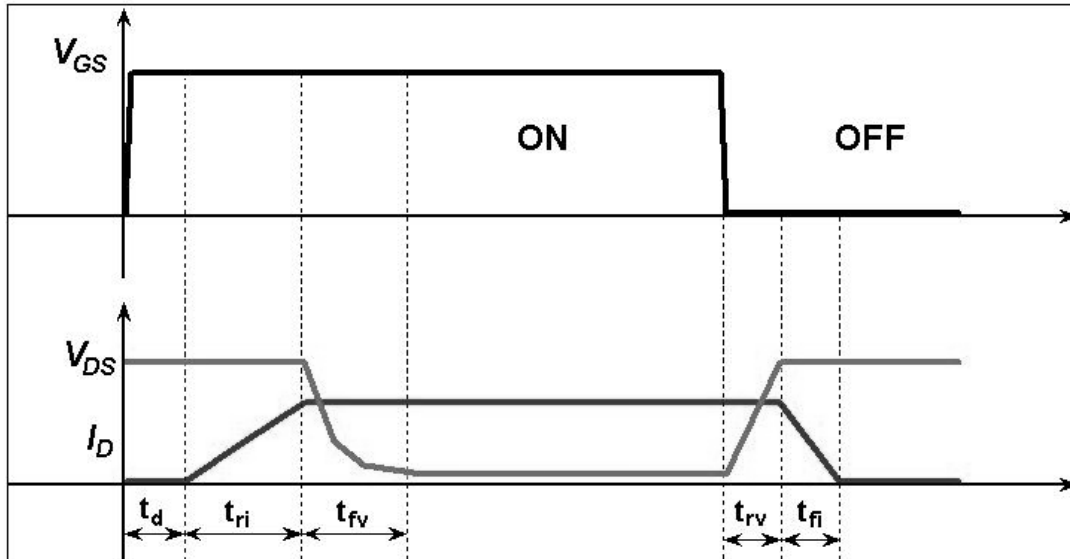


Figura 12. Tiempos de conmutación en el transistor MOSFET.

- **Tiempo de encendido:** t_{on} es el tiempo total que le toma al dispositivo para pasar de corte a conducción.

$$t_{on} = t_d + t_{ri} + t_{fv} \quad (1.4)$$

- **Tiempo de retardo:** t_d (*Delay time*) es el tiempo que tarda el dispositivo desde el instante en que se le aplica la tensión de entrada V_{GS} hasta que inicia la conducción de la corriente de salida I_D .
- **Tiempo de subida de la corriente I_D :** t_{ri} (*Rise time*) tiempo requerido para que la corriente en el transistor suba hasta su valor nominal.
- **Tiempo de caída de la tensión V_{DS} :** t_{fv} (*Fall time*) es el tiempo requerido para que la tensión V_{DS} caiga hasta su valor de conducción.

Nótese que durante los instantes t_{ri} y t_{fv} , al igual que en los instantes t_{rv} y t_{fi} , se presentan pérdidas de potencia significativas, debido a los grandes valores de tensión y corriente que se presentan simultáneamente.

- **Tiempo de apagado:** t_{off} es el tiempo que requiere el dispositivo para pasar de conducción a corte.

$$t_{off} = t_{rv} + t_{fi} \quad (1.5)$$

- **Tiempo de subida de la tensión V_{DS} :** t_{rv} (*Rise time*) tiempo requerido para que la tensión V_{DS} suba hasta su valor en corte.
- **Tiempo de caída de la corriente I_D :** t_{fi} (*Fall time*) es el tiempo requerido para que la corriente I_D disminuya desde su valor nominal hasta el valor de corte.

1.3.3 Componentes parásitos del MOSFET.

El transistor MOSFET tiene un BJT parásito el cual se debe a su estructura interna, tal como se muestra en la figura 13. La región del *body* funciona como la base del transistor parásito, el *source* funciona como el emisor y el *drain* es el colector [5]. Adicional a este BJT, existen más componentes parásitos en el MOSFET, como lo son la resistencia de cada una de las zonas y las capacitancias que se forman entre ellas, siendo las más significativas las mostradas en la figura 13. También se muestra el modelo de circuito del MOSFET considerando estas componentes.

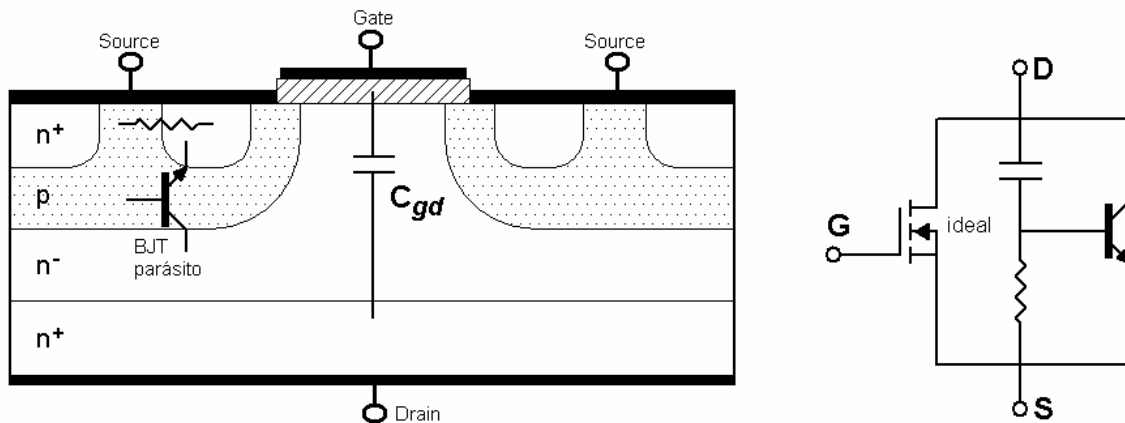


Figura 13. Principales componentes parásitos del MOSFET y modelo de circuito equivalente.

Para la correcta operación del dispositivo, es necesario que el BJT parásito se mantenga siempre en estado de corte, con este objetivo se traslapa el contacto metálico del *source* sobre la región p del *body*, como se muestra en la figura 13, con el fin cortocircuitar el emisor y la base minimizando así la posibilidad de activación. Aunque este método es altamente efectivo para evitar la activación, en altas frecuencias, el capacitor C_{gd} puede generar un camino para la polarización de la base del BJT, logrando la activación del mismo, esto se observa en el modelo de circuito equivalente de la figura 13. Esta condición es conocida como *Latchup*.

Esta es una situación peligrosa para el dispositivo, debido a que tendrá gran disipación de potencia y además, debido a que la base del BJT parásito no es accesible como un terminal externo, la única forma de desactivar esta condición es interrumpir el flujo de corriente. En los dispositivos MOSFET modernos, este problema ha sido casi eliminado en su totalidad. Como la resistencia parásita de la base al emisor del transistor BJT es casi cero (debido al contacto metálico), este transistor actúa a manera de diodo, con sus terminales base y emisor en corto. Este diodo parásito en antiparalelo en realidad contribuye al funcionamiento del MOSFET, generando un camino de libre marcha de corriente en aplicaciones con cargas altamente inductivas.

1.4 Transistor IGBT.

El transistor bipolar de compuerta aislada IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), el cual fue introducido a principios de los 80s, se ha convertido en un dispositivo importante en la electrónica de potencia, debido a sus características superiores respecto al BTJ en grandes rangos de operación. El IGBT es un interruptor semiconductor de potencia de tres terminales, utilizado para control de la energía eléctrica y diversas aplicaciones que no serían económicamente factibles sin IGBTs. Antes de la llegada del IGBT, los transistores BJT de potencia y los transistores MOSFET de potencia eran utilizados ampliamente en aplicaciones de baja y media potencia y altas frecuencias, en donde la velocidad de desactivación (*turn-off*) de la compuerta de los tiristores de potencia no era adecuada.

Los BJTs de potencia tienen buenas características en el estado activo (*on-state*) pero presentan grandes tiempos de conmutación, especialmente para la desactivación. Estos son dispositivos controlados por corriente, con ganancias de corriente pequeñas debido al efecto de los altos niveles de dopado y los grandes anchos de base requeridos para prevenir llegar a la ruptura por altos voltajes de bloqueo. Por lo tanto, estos dispositivos requieren complejos circuitos manejadores de base para proporcionar la corriente de base necesaria durante el estado activado, lo cual incrementa las pérdidas de potencia.

Por otra parte, los MOSFET de potencia son dispositivos controlados por tensión, los cuales requieren corrientes muy pequeñas durante el período de conmutación y tienen circuitos manejadores de compuerta muy simples. Sin embargo, la naturaleza unipolar de los MOSFET de potencia causa características de conducción deficientes cuando la tensión de operación se incrementa por arriba de 400V. Su resistencia en estado activo se incrementa con el aumento en la tensión

de ruptura. Además, cuando la tensión de operación se incrementa, el diodo de la unión del *body* presenta características deficientes de recuperación inversa, lo cual permite aumentar las pérdidas de conmutación. De tal forma que los MOSFET son dispositivos generalmente utilizados en aplicaciones de baja potencia. Debido a que presentan velocidades de conmutación muy altas, también son los dispositivos indicados para aplicaciones de alta frecuencia.

Para mejorar el rendimiento de los dispositivos de potencia, es ventajoso tener la baja resistencia en estado activo de los BJTs de potencia con una entrada de compuerta aislada similar al MOSFET de potencia. Esta idea, de obtener estas ventajas en un mismo dispositivo semiconductor, dio origen a los IGBTs comercialmente disponibles en la actualidad, en los cuales se presentan características superiores en estado activo, alta velocidad de conmutación y una excelente región de operación segura. Comparado con el MOSFET de potencia, la ausencia del diodo de la unión del *body* puede ser considerada como una ventaja o una desventaja, dependiendo de los requerimientos de velocidad de conmutación y de corriente. Un diodo de recuperación rápida externo o uno en el mismo encapsulado, puede ser utilizado para aplicaciones específicas [1]. Los IGBT están reemplazando a los MOSFET en aplicaciones de alto voltaje con bajas pérdidas de conducción. Los IGBT tienen tensiones de operación y densidades de corriente similares a los BJT de potencia con altas frecuencias de conmutación.

1.4.1 Estructura básica y regiones de operación.

La sección vertical de un transistor IGBT y su modelo de circuito equivalente se muestran en la figura 14. El IGBT es un dispositivo de tres terminales: *gate*, *colector* y *emisor*. La estructura es muy similar a la del MOSFET, excepto por la presencia de una capa p^+ que forma el colector del dispositivo. La capa n^+ no es esencial para el funcionamiento del dispositivo, y algunos IGBT son fabricados sin

ella [5]. Su función es reducir la tensión en estado activo a través del dispositivo y minimizar el tiempo de desactivación.

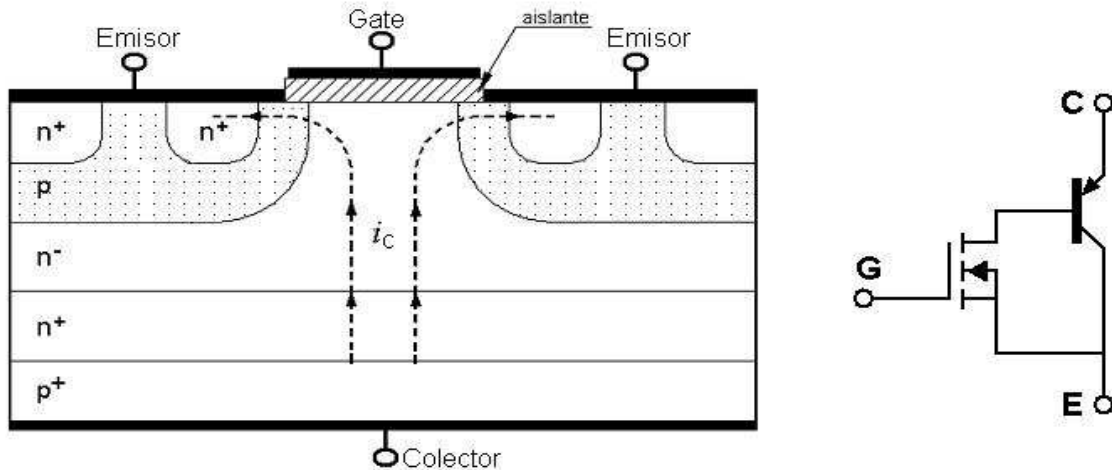
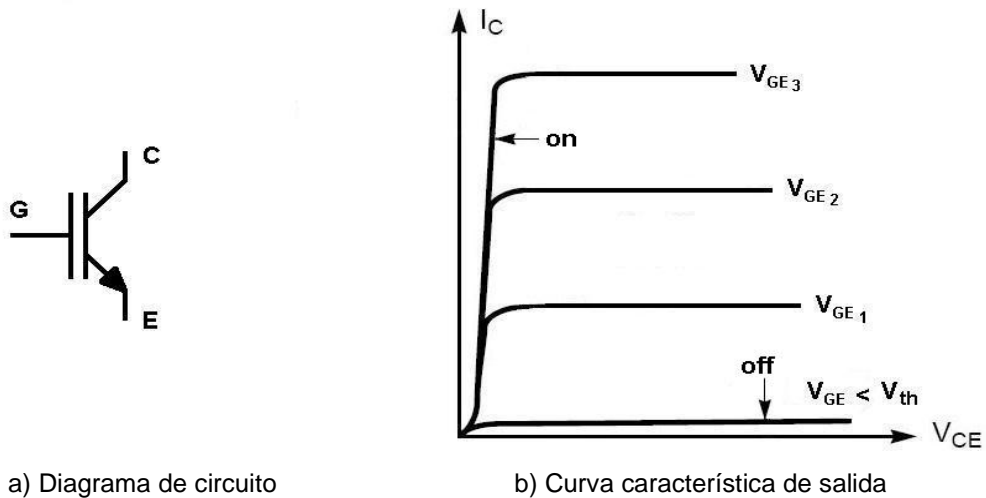


Figura 14. Sección vertical de un IGBT y circuito equivalente.



a) Diagrama de circuito

b) Curva característica de salida

Figura 15. Transistor IGBT

En la figura 15 se presenta el símbolo de circuito y la curva característica de salida del IGBT. El símbolo de circuito es muy descriptivo, en donde se aprecia que la entrada es de tipo MOSFET y la salida es de tipo BJT. Las regiones de operación del transistor IGBT son muy similares a las del MOSFET, y al igual que este último, sólo se trabaja en las regiones *on* y *off* de la curva característica.

1.4.2 Características dinámicas.

Las características dinámicas de los transistores IGBT, en la conmutación para pasar de corte al estado de conducción, son similares a las del MOSFET. Existe una marcada diferencia en la conmutación de conducción a corte, conocida como la *corriente de cola* y la cual es una de las desventajas del transistor IGBT. La figura 16 presenta una curva característica del tiempo de apagado del IGBT.

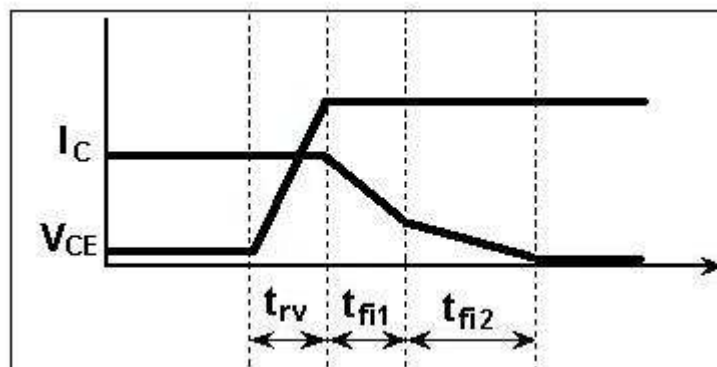


Figura 16. Tiempos de apagado del IGBT

El circuito equivalente del transistor IGBT se puede representar como un transistor MOSFET de entrada y un BJT de salida, tal como se muestra en la figura 14. Después de recibir la señal adecuada para la desactivación, el voltaje colector-emisor empieza a incrementar linealmente hasta alcanzar el valor de circuito abierto; en ese instante inicia la caída de la corriente en el dispositivo desde el valor de conducción. Durante el tiempo t_{fi1} la corriente disminuye hasta el inicio del intervalo t_{fi2} , momento en el cual la tensión V_{GE} cae por debajo del valor V_{th} y el transistor MOSFET del circuito equivalente se apaga. Durante este intervalo de tiempo, el IGBT se comporta tal como lo hace el MOSFET. Sin embargo en ese instante no termina el flujo de corriente, debido a que existe un remanente de portadores que ahora circulan a través del BJT equivalente, de tal manera que existe un tiempo t_{fi2} durante el cual aún circula corriente hasta llegar a cero. La

corriente que circula durante este tiempo adicional t_{fi2} es la corriente de cola del dispositivo, y es responsable que las pérdidas de potencia por conmutación en el IGBT sean mayores que en MOSFET.

2. FUENTE DE TENSIÓN

En este capítulo se presenta una descripción general de los dos bloques fundamentales que componen la fuente de tensión del SICP: *el rectificador* y *el inversor*. Para cada uno de estos bloques funcionales existen diversas topologías alternativas. Primero se presenta una descripción teórica de las diferentes alternativas para cada etapa, las características de cada topología, sus ventajas y finalmente los criterios de selección para el diseño.

2.1 Rectificador.

El rectificador es un circuito cuyo objetivo es convertir una tensión AC de entrada en una tensión DC. Esto hace de este dispositivo un elemento esencial en las fuentes de alimentación de corriente continua, necesarias para suministrar potencia a la mayoría de equipos electrónicos.

La figura 17 muestra un diagrama de bloques en donde se resaltan las principales etapas en un circuito conversor AC-DC. Los rectificadores pueden clasificarse como controlados o no controlados, dependiendo del tipo de dispositivo rectificador utilizado (SCR, diodo), sin embargo la estructura general del circuito es la misma en todos los casos.

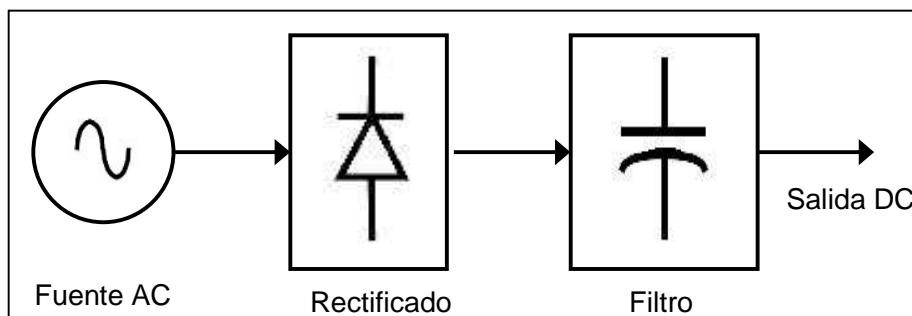


Figura 17. Esquema de un conversor AC-DC.

La fuente AC puede ser monofásica o trifásica, dependiendo de la potencia requerida para la aplicación. Puede incluso estar aislada del circuito rectificador a través de un transformador. La etapa del rectificador, mediante la utilización de dispositivos semiconductores, transforma la señal AC cuyo valor promedio es cero, en una tensión unidireccional con valor promedio no nulo; existen diversas topologías para lograr este objetivo. A continuación, a la salida del rectificador, se hace necesario el uso de un filtro, con la finalidad de proporcionar una señal de salida con un mayor valor de DC y un menor rizado. El rizado puede ser crítico en ciertas aplicaciones, lo cual implica el uso de un filtro de alta calidad.

2.1.1 Rectificador de media onda.

El rectificador de media onda es el circuito rectificador más sencillo. Consta de un solo diodo conectado en serie con la carga tal como se muestra en la figura 18. El principio de operación es el siguiente: durante el semiciclo positivo de la señal de entrada, el diodo D se encuentra en polarización directa por lo tanto conduce y la señal de entrada aparece a través de la carga; después, durante el semiciclo negativo, el diodo D se encuentra en polarización inversa, ahora no conduce y la tensión de salida es cero.

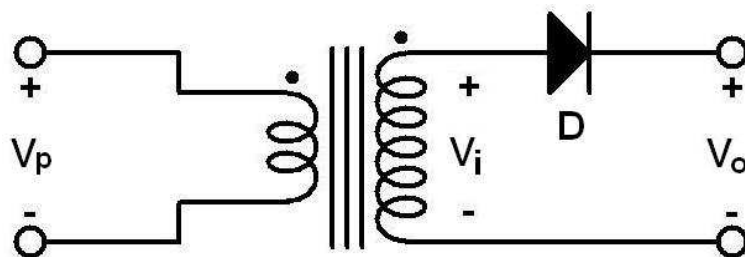


Figura 18. Rectificador monofásico de media onda.

Las formas de onda de tensión de entrada y tensión salida se presentan en la figura 19.

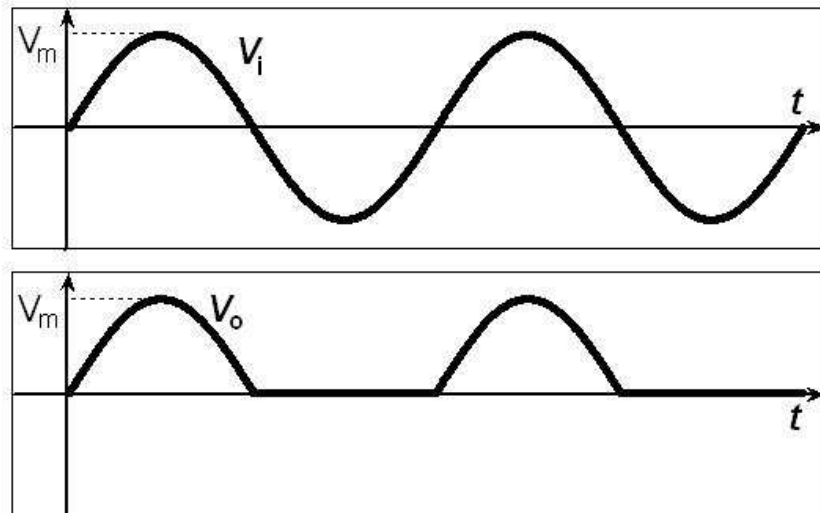


Figura 19. Formas de onda de entrada y salida en un rectificador monofásico.

Este circuito recibe el nombre de rectificador de media onda debido a que los semiciclos negativos de la señal de entrada han sido eliminados. La frecuencia de la señal de salida es igual a la frecuencia de la señal de entrada.

El valor de DC de la señal de salida esta dado por la ecuación 2.1:

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_0 \text{sen}\left(\frac{2\pi}{T}t\right).dt = \frac{V_0}{\pi} \quad (2.1)$$

La tensión inversa pico que debe soportar el diodo en un rectificador de media onda es igual a V_i . Aunque este circuito convierte AC en DC, no suele utilizarse en aplicaciones industriales [2]. Existen otras configuraciones donde la potencia de salida es mayor, en estas siguientes configuraciones, el valor DC obtenido a la salida es mayor que el obtenido en un rectificador de media onda.

2.1.2 Rectificador de onda completa.

En la figura 20 se muestra un rectificador de onda completa. El circuito consta de un transformador con derivación central y dos diodos, conectados de forma que

este circuito equivale a dos rectificadores de media onda. Durante el semiciclo positivo de la señal de entrada conduce el diodo D1 y durante el semiciclo negativo conduce el diodo D2. Las formas de onda de entrada y salida se muestran en la figura 21.

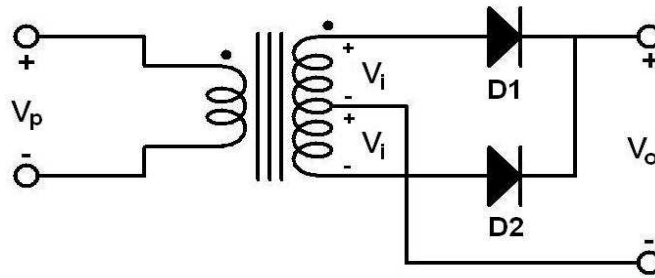


Figura 20. Rectificador de onda completa.

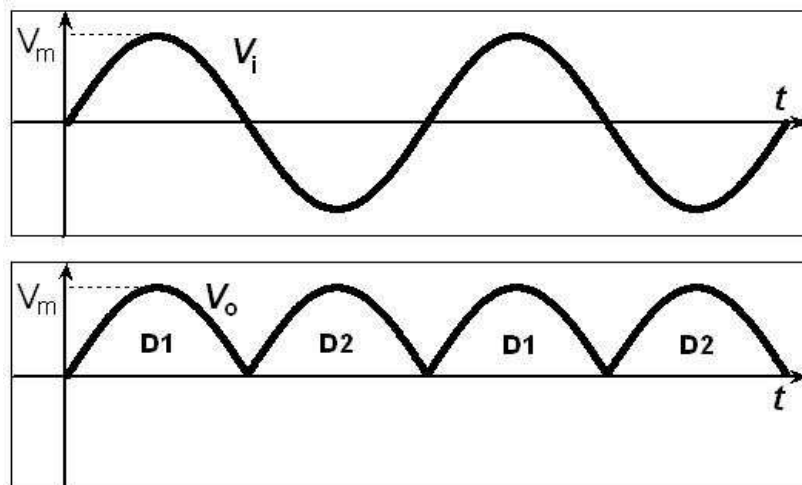


Figura 21. Formas de onda de entrada y salida en un rectificador onda completa.

El valor de DC de la señal de salida esta dado por la ecuación 2.2:

$$V_{cd} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_0 \text{sen}\left(\frac{2\pi}{T}t\right).dt = 2 \frac{V_0}{\pi} \quad (2.2)$$

Este valor de DC de salida es el doble respecto al obtenido en un rectificador de media onda. La frecuencia de salida es el doble de la frecuencia de la señal de

entrada. El voltaje inverso pico en cada uno de los diodos es de $2V_i$, el doble que en el circuito de media onda.

2.1.3 Puente rectificador de onda completa.

La figura 22 ilustra un circuito rectificador en puente. El circuito consta de cuatro diodos conectados como se indica en la figura. En la figura 23 se muestra las formas de onda de entrada y de salida del circuito.

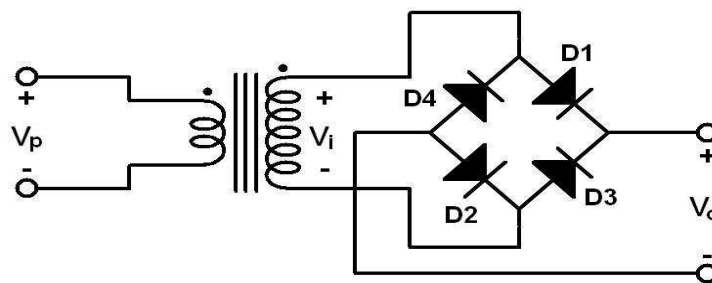


Figura 22. Puente rectificador.

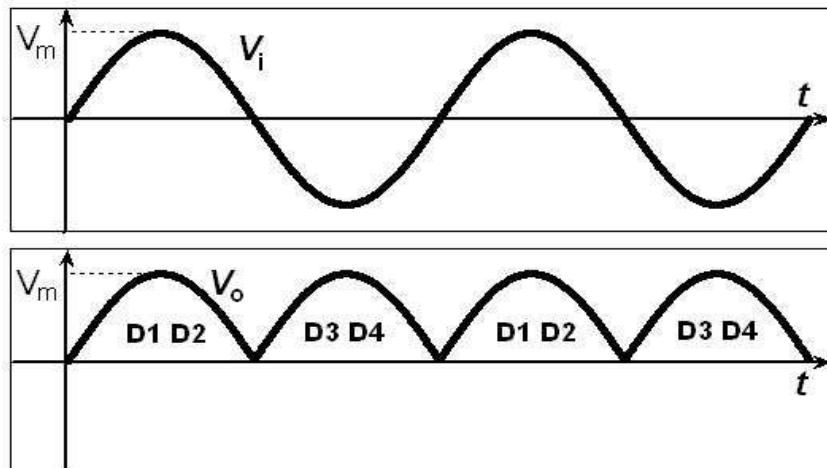


Figura 23. Formas de onda de entrada y salida en un puente rectificador.

A diferencia del rectificador de onda completa, esta configuración no requiere de transformador con derivación central, lo cual significa una ventaja. Sin embargo, el

uso de dos diodos simultáneamente en conducción hace que el voltaje de salida disminuya respecto a la configuración de onda completa; en aplicaciones industriales, esta caída de tensión es despreciable con respecto a las tensiones de operación del circuito.

El voltaje inverso pico que deben soportar los diodos en esta configuración es V_i , la mitad del voltaje que en el caso de onda completa. Esto, junto con el hecho de que no requiere un transformador con derivación central, hace de esta configuración la más utilizada. El valor de DC de la señal salida es el mismo que en el circuito anterior.

2.1.4 Filtros.

La señal de salida de un circuito rectificador es una señal pulsante, lo cual la hace inapropiada para el uso en diversas aplicaciones [2,8]. Se pueden utilizar filtros para minimizar la naturaleza pulsante de la señal, de tal forma que la salida sea suavizada. Los filtros comúnmente utilizados son de tipo L, C y LC, dependiendo de la aplicación y las especificaciones del circuito [2].

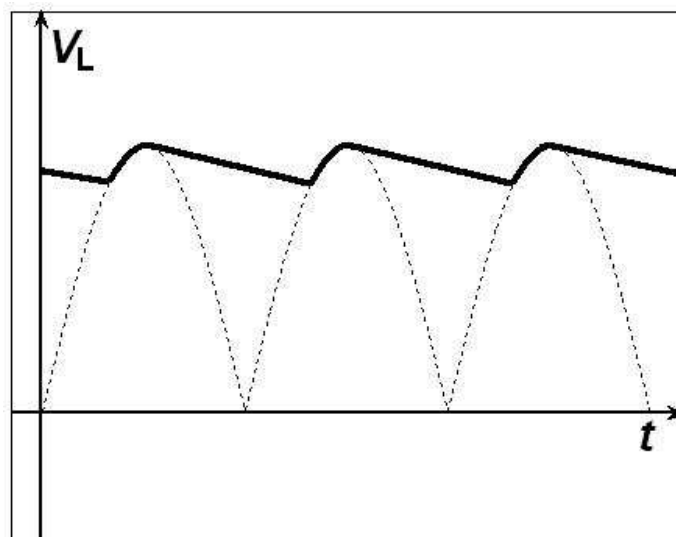


Figura 24. Salida de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo.

La figura 24 muestra la forma de onda obtenida a la salida de un filtro capacitivo, el cual ha sido conectado a la salida del rectificador como se indica en el esquema de la figura 17. El capacitor retiene carga y mantiene el voltaje de salida en un valor casi constante igual al voltaje pico de la señal de salida del rectificador.

2.2 Inversor.

El principal objetivo de un inversor es producir una forma de onda de AC de salida a partir de una fuente de alimentación DC. Estos tipos de forma de onda son utilizados en variadores de velocidad (*ASDs, Adjustable Speed Drives*), en sistemas de alimentación ininterrumpida (*UPS, Uninterruptible Power Supplies*), en filtros activos, en compensadores de voltaje, entre otros [1], sólo por mencionar algunas de las aplicaciones. La forma de onda de salida de un inversor debe ser ajustable en amplitud, o en frecuencia, o tener la posibilidad de controlar las dos, dependiendo la aplicación.

La rápida evolución que han experimentado los dispositivos semiconductores, así como la reducción del costo de fabricación, la miniaturización y la facilidad de control han contribuido al desarrollo y evolución de este tipo de convertidores, así como a la gran variedad de actuales aplicaciones. Paralelamente, el avance en el campo de la electrónica digital, ha permitido disponer de controladores de fácil programación y alta eficiencia a muy bajo costo, de tal forma que es posible generar un complejo sistema de control para aplicaciones específicas sin aumentos significativos en el costo total del equipo.

2.2.1 Clasificación de los inversores.

Los criterios de clasificación más comunes [1] se muestran en la figura 25. De acuerdo con la señal de entrada, los inversores se clasifican en alimentados por tensión (*VSIs, Voltage Source Inverters*) y alimentados por corriente (*CSIs,*

Current Source Inverters). De acuerdo con el número de fases de salida, existen inversores monofásicos y trifásicos. En base a la configuración, se pueden clasificar en inversores en medio puente (*Half Bridge Inverter*), Push-Pull y en inversores en puente completo (*Full Bridge Inverter*).

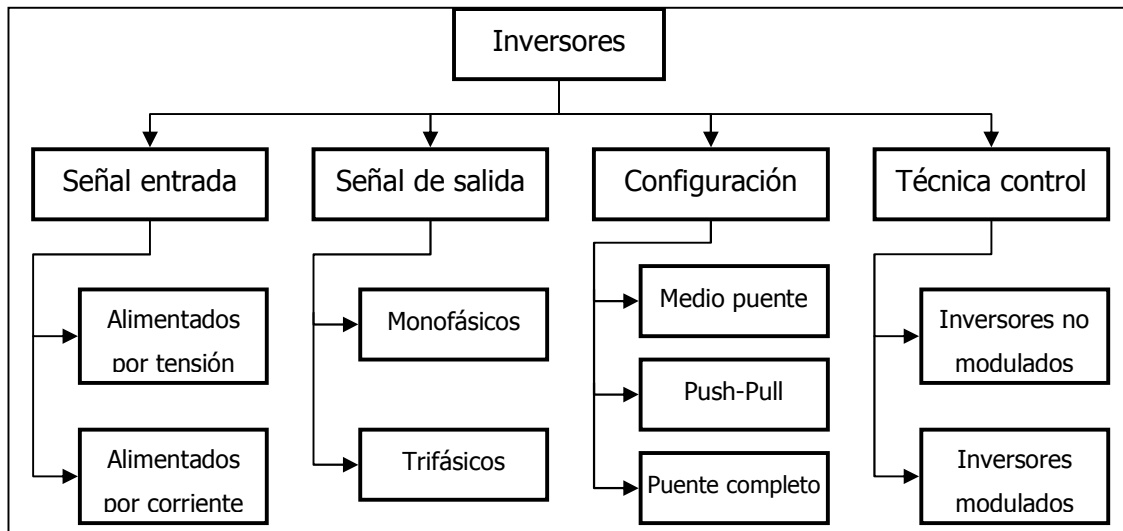


Figura 25. Clasificación de los inversores

La técnica de control clasifica los inversores en inversores no modulados o de onda cuadrada (*Square wave inverters*) y en inversores modulados por ancho de pulso (*Pulse width modulated inverters*).

2.2.2 Inversor monofásico en medio puente.

La figura 26 muestra un inversor monofásico en medio puente. Esta es la configuración más sencilla de un inversor. El circuito está formado por dos interruptores semiconductores Q1 y Q2 y por dos fuentes de tensión de igual valor conectadas en serie. El funcionamiento del circuito consiste en activar de forma alternada los interruptores Q1 y Q2, de tal forma que cuando está activo Q1, la tensión a través de la carga es $V_S/2$ y cuando está activo Q2, la tensión a través de la carga es $-V_S/2$. Así, se obtiene una forma de onda cuadrada de tensión de

$V_s/2$ de amplitud. El circuito de control de Q1 y Q2 debe diseñarse de manera que garantice que los dos interruptores no se encuentren activos de forma simultánea. Si se desea un aislamiento entre el inversor y la carga, se puede acoplar la carga a la salida a través de un transformador.

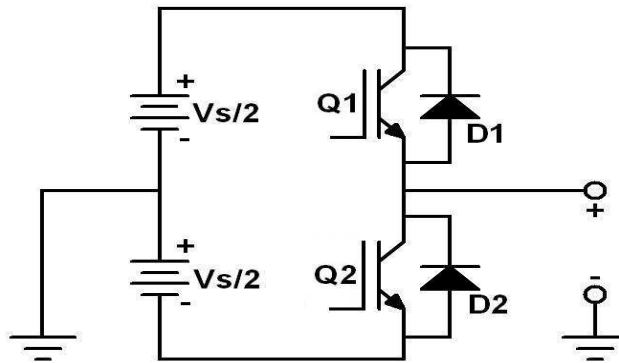


Figura 26. Inversor en medio puente.

Los diodos D1 y D2 en antiparalelo con Q1 y Q2 tienen como objetivo ofrecerle continuidad a la corriente en caso de cargas inductivas, de tal manera que el inversor pueda operar en los cuatro cuadrantes.

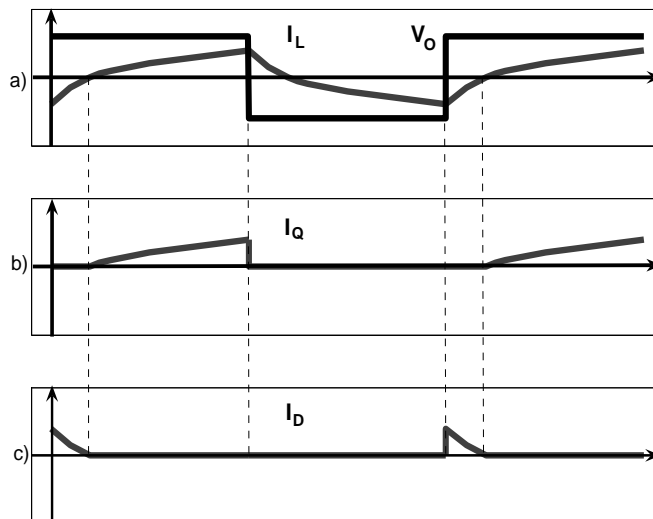


Figura 27. Formas de onda de salida del inversor.

Las formas de onda de salida de tensión y corriente, para el caso de una carga inductiva, se muestran en la figura 27. En esta figura se ilustra el funcionamiento de los diodos en antiparalelo.

Utilizando las señales de disparo adecuadas, se obtiene una forma de onda de tensión cuadrada en la carga; durante los primero $T/2$ segundos se dispara el interruptor Q1 y durante los siguientes $T/2$ segundos se dispara el interruptor Q2, y la tensión a través de la carga es la señal V_o de la figura 27a. La amplitud es de $V_s/2$. El valor de DC del voltaje es cero. Ahora, la forma de onda de corriente, ya en régimen permanente, son exponenciales decrecientes en cada medio período, con valor medio de cero, como se muestra en la figura 27a. También se muestra la corriente a través de Q1 (figura 27b) y de D1 (figura 27c).

Durante el semiciclo positivo de la señal de tensión (interruptor Q1 activo), la corriente en la carga inicialmente es negativa y circula a través del diodo D1; luego es positiva y circula a través de Q1. Esto se ilustra en las figuras 27b y 27c. Igualmente sucede durante el semiciclo negativo de salida. Durante los intervalos de conducción de los diodos D1 y D2, la transferencia de energía se realiza desde la salida hasta la entrada y por lo tanto los diodos son necesarios para proporcionarle continuidad a la corriente.

Las principales características de un inversor en medio puente son:

- Proporcionan una señal de tensión de salida cuadrada, en el caso de inversores no modulados.
- La amplitud de la señal de salida es constante. Si se requiere una amplitud variable, es necesario una etapa previa que permita variar la amplitud de la tensión de entrada al inversor.
- La frecuencia de salida es variable, y es igual a la frecuencia de la señal de control de los interruptores.

- La tensión que soporta cada interruptor durante el estado inactivo es V_S , el doble de la tensión de salida.
- El interruptor Q1 no se encuentra referenciado a tierra, lo cual implica un inconveniente al momento de diseñar el circuito de control.

2.2.3 Inversor Push-Pull.

Esta topología de inversor consta de un transformador con derivación central en el primario, dos interruptores controlados y una fuente de DC como se muestra en la figura 28.

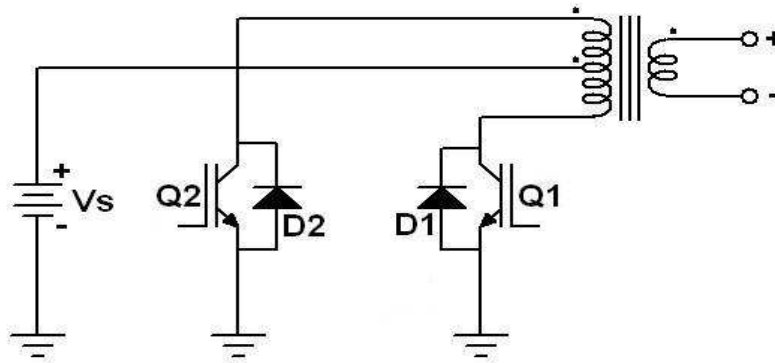


Figura 28. Inversor Push-Pull.

El funcionamiento es similar al medio puente, en cuanto a que se requieren dos señales de activación complementarias para los interruptores. Cuando se activa Q1, se genera una tensión en el semidevanado inferior del primario, la cual induce una tensión positiva en el secundario. Cuando se activa Q2, se produce la situación contraria, se genera una tensión en el semidevanado superior, la cual induce una tensión negativa en el secundario. En el momento en que cada interruptor se encuentra desactivado, cada uno debe soportar una tensión de $2V_S$.

Las principales características de un inversor push-pull son:

- Proporciona una señal de salida de onda cuadrada.

- La amplitud de la señal de salida es constante. Para obtener una amplitud variable, es necesario una etapa previa que permita variar la amplitud de la señal de entrada al inversor, como un convertidor.
- La frecuencia de salida es variable, y es igual a la frecuencia de la señal de control de los interruptores.
- La tensión que soporta cada interruptor durante el estado inactivo es $2V_S$, el doble de la tensión de la fuente DC.
- Los dos interruptores están referenciados al mismo punto, de tal forma que el circuito de control es más sencillo comparado con el inversor medio puente.

2.2.4 Inversor en puente completo.

Este inversor consta de cuatro interruptores controlados conectados como se muestra en la figura 29.

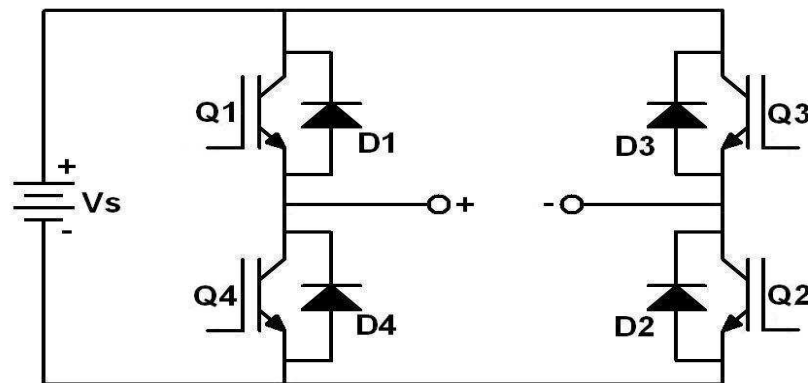


Figura 29. Inversor en puente completo

Cuando se activan simultáneamente Q1 y Q2, sobre la carga se presenta una tensión de $+V_S$. De igual forma, si se activan Q3 y Q4 simultáneamente, la tensión a través de la carga es de $-V_S$, y si se encuentran todos desactivados, la tensión de salida es cero. Similar a las anteriores topologías, el circuito de control debe garantizar que mientras se encuentren activos Q1 y Q2 se encuentren

simultáneamente desactivados Q3 y Q4 y viceversa. De nuevo, al igual que en el caso del inversor en medio puente, los interruptores Q1 y Q3 no están referenciados a tierra, lo cual implica utilizar un circuito de control elevador de base. En la actualidad existen diversas técnicas para proporcionar la señal de disparo adecuada a estos interruptores.

Las principales características de un inversor en puente son:

- La tensión de salida puede ser de $+V_S$, 0 y $-V_S$. Esto genera más posibilidades para el circuito de control.
- Es posible controlar la amplitud de la señal de salida, en comparación a las anteriores topologías.
- Aunque el esfuerzo que soporta cada interruptor en el estado inactivo es de V_S , similar a la topología en medio puente, la amplitud de la señal de salida es del doble, permitiendo manejar el doble de potencia.
- Los interruptores Q1 y Q3 no se encuentran referenciados a tierra. Esto implica el uso de un circuito especial para el control de los transistores, conocido como circuito *Bootstrap*. Su funcionamiento se explica con detalle más adelante.

2.2.5 Circuitos de control del puente.

Como se ha indicado anteriormente, para el correcto funcionamiento del puente inversor, es necesario activar y desactivar los transistores alternadamente para obtener a la salida una señal de voltaje alterna. Uno de los inconvenientes que puede presentarse en la implementación práctica del circuito de control es que los transistores se activen simultáneamente, generando un cortocircuito en la fuente DC, esto debido a factores como tiempos de conmutación ligeramente diferentes en los transistores, así como retrasos que puedan existir en el propio circuito de control. Este inconveniente se supera agregando tiempos muertos (apagado) entre la señal de apagado de un transistor y la señal de activación del otro. Estos

tiempos muertos son del orden de los tiempos de activación de cada transistor, muy pequeños comparados con la duración del período de la señal de control y su efecto en el funcionamiento del circuito puede ser despreciado.

Otro inconveniente que presenta el circuito de control, en el caso de las topologías de medio puente y puente completo, es la necesidad de proporcionar dos señales de control que no están referenciadas al mismo punto. Para superar este inconveniente existen diversas técnicas, entre las cuales las más utilizadas son: transformadores de pulsos, optoacopladores y circuitos integrados *Bootstrap*.

2.2.5.1 Circuito con transformador de pulsos.

Para proporcionar la señal de control adecuada al transistor de la parte superior de la rama, se emplea un transformador de pulsos, el cual aísla eléctricamente el circuito de control y el circuito de driver del transistor superior, de tal forma que este último puede referenciarse en un punto adecuado para activar el transistor. La figura 30 presenta el esquema del circuito. Nótese que el driver del transistor superior está referenciado al punto medio de los transistores.

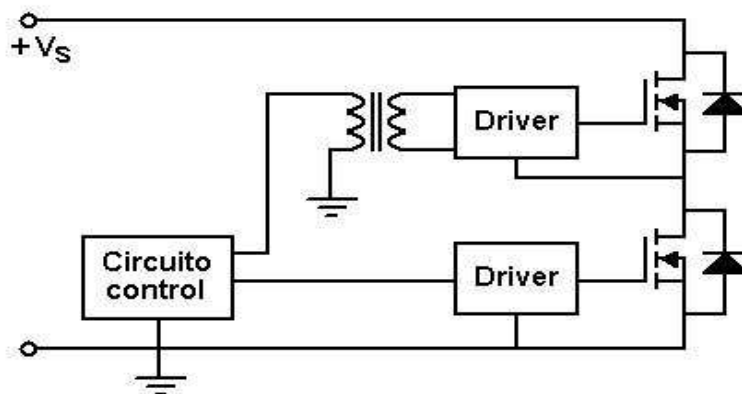


Figura 30. Circuito de control del puente con transformador de pulsos.

En la figura 30, el driver del transistor inferior no está explícitamente aislado del circuito de control, pero puede existir una interfaz de aislamiento, mediante el uso de un optoacoplador u otro dispositivo semejante.

La principal desventaja de este circuito es el hecho de que requiere una fuente de tensión para activar el driver de cada transistor. Adicional a esto, la fuente para activar el driver de la parte superior debe ser necesariamente una fuente aislada, debido a que debe referenciarse al punto medio de la rama. Esto hace que se prefiera la técnica del circuito *Bootstrap*. El circuito con optoacoplador es en esencia el mismo, sólo que la interfaz entre el circuito de control y el driver del transistor superior se realiza mediante optoacopladores para proporcionar el aislamiento necesario. Presenta las mismas desventajas.

2.2.5.2 Circuito Bootstrap.

Haciendo uso de un diodo y un condensador como se indica en la figura 31, esta técnica elimina la necesidad de dos fuentes aisladas para alimentar los driver, obteniendo la energía para alimentar los dos circuitos de una sola fuente de tensión referenciada al punto inferior.

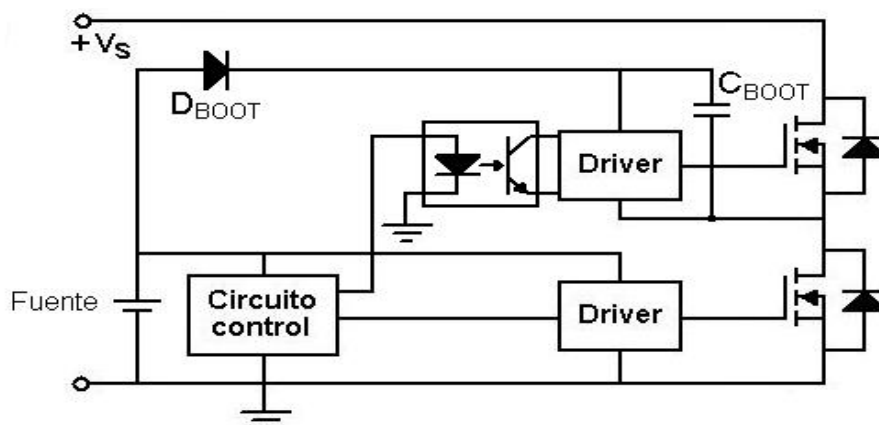


Figura 31. Circuito Bootstrap.

El funcionamiento del circuito es el siguiente [12]: cuando el transistor inferior está en conducción, el nodo de referencia del transistor superior se encuentra temporalmente conectado a tierra, de tal forma que el condensador C_{BOOT} se carga al potencial de la fuente de alimentación a través del diodo D_{BOOT} y esta carga alimenta el driver superior en el momento que se activa. Este condensador C_{BOOT} debe ser lo suficientemente grande para garantizar la alimentación del driver superior durante el tiempo que debe estar activo dicho transistor. Si el condensador se descarga rápido, o los tiempos de conmutación son lentos, el condensador no retiene la carga suficiente y debe adicionarse un circuito de carga para solucionar este inconveniente [12,13].

En la actualidad se dispone de circuitos integrados los cuales tienen dentro de un mismo encapsulado los driver de los dos transistores. Estos circuitos se alimentan mediante una sola fuente, combinada con la técnica Bootstrap mediante elementos externos agregados al integrado. Uno de estos circuitos integrados es el IR2110 de *International Rectifier*.

SEGUNDA PARTE
METODOLOGÍA DE DISEÑO PARA EL SICP

3. METODOLOGÍA DE DISEÑO PARA LA FUENTE

En este capítulo se propone una metodología de diseño para la construcción de la fuente del sistema SICP. Esta metodología plantea recomendaciones a seguir con base en las características físicas y los parámetros obtenidos de cada pozo en particular. Al final del capítulo se presenta la propuesta de diseño con base en la metodología planteada.

3.1 Metodología de diseño.

Para realizar el diseño conceptual de la fuente de tensión para el Sistema de Inyección de Corriente en Pozo SICP, se parte del análisis de las características físicas de los pozos en general y del modelo de circuito de la tubería de producción; fundamentos descritos con profundidad en la referencias [16,17].

A continuación, en la figura 32, se propone el diseño de la fuente del SICP en tres etapas básicas.

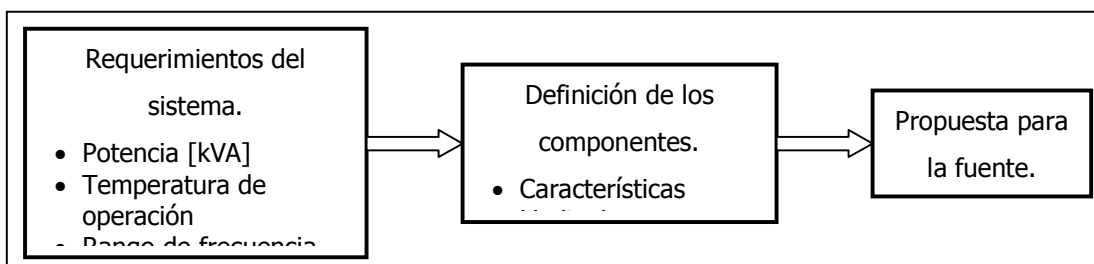


Figura 32. Metodología para el diseño de la fuente de tensión para el SICP

La primera etapa, consiste en la definición de las condiciones iniciales de operación del sistema y la descripción de los sistemas auxiliares del SICP y los elementos esenciales que debe contener el pozo (características físicas y otras condiciones). Esta información se analiza y se plantean las posibles soluciones en

base a las conclusiones obtenidas y los resultados encontrados en la literatura. Esta primera etapa es realizada en las referencias [16, 17] La segunda etapa está constituida por la definición de los componentes del sistema, en base a las necesidades obtenidas y las restricciones encontradas en la primera etapa. La última etapa consiste en la propuesta presentada del módulo de potencia, componente central del SICP, y uno de los objetivos de este proyecto. En el siguiente capítulo se presenta el diseño y la construcción de un prototipo escalado con esta propuesta de diseño.

3.1.1 Requerimientos del sistema.

Las características físicas de los pozos son tan diversas como pozos existentes. Los requerimientos del sistema de potencia dependen estrechamente del análisis de las características físicas y químicas del crudo, el terreno y el clima en el pozo, de los parámetros de recobro, entre otras. Para el diseño de la fuente se requiere, adicional a esto, de un modelo eléctrico para la tubería de extracción del crudo: el *tubing* y el *casing*.

En la referencias [16, 17] se realiza el análisis de estos parámetros y los autores presentan los resultados que se resumen a continuación.

Recomendaciones generales para el sistema SIPC:

- El sistema debe ser aplicado a pozos de crudos pesados, parafínicos o extrapesados, preferiblemente a pozos con crudos con densidad API menor de 12 °API y viscosidad mayor de 8 Cp, a condiciones de presión y temperatura en fondo de pozo.
- Los pozos candidatos deben tener una longitud de tubería inferior a 4000 metros, ya que a mayor profundidad mayor será la carga eléctrica y por lo tanto los requerimientos de potencia del sistema.

Para caracterizar la tubería que conforma el pozo de producción como una impedancia eléctrica, es necesario desarrollar un modelo matemático que describa con cierta precisión el comportamiento eléctrico del sistema ante la presencia de una corriente eléctrica. Este modelo es formulado utilizando las ecuaciones de Maxwell, además, está basado en el trabajo realizado por [16], en donde se describe con detalle los comportamientos del historial de magnetización o histéresis de la tubería con pruebas de laboratorio.

Del comportamiento eléctrico de la tubería, descrito por las leyes de Maxwell, es posible obtener los parámetros circuitales (resistencia, inductancia, capacitancia), por unidad de longitud. Un modelo circuital simple como línea de transmisión (donde no se contemplan las pérdidas de histéresis) para el caso donde el casing está conectado a tierra, se presenta a en la figura 33, con sus respectivas ecuaciones asociadas relacionadas.

En la cual :

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(c/b)} (F/m)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{c}{b}\right) (H/m)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma_o}{\ln(c/b)} (S/m)$$

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma_c} \left(\frac{1}{(b-a)^2} + \frac{1}{(d-c)^2} \right) (\Omega/m)$$

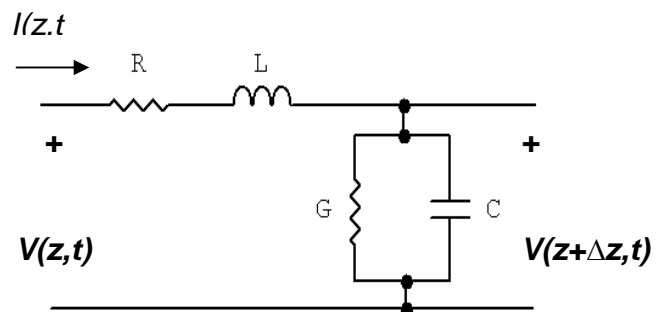


Figura 33. Ecuaciones y modelo eléctrico de la tubería.

Donde:

a: es el radio interior del (Tubing)

b: es el radio exterior del (Tubing)

c: es el radio interior del (Casing)

d: es el radio exterior del (Casing)

μ : es la permeabilidad relativa del medio (material ferromagnético)

ϵ : es la permitividad del medio aislante (aire $\epsilon_0=8.854 \times 10^{-12}$ F/m)

σ_o : es la conductividad del medio entre las tuberías (aire, $\sigma_o \approx 0$)

σ_c : es la conductividad del medio conductor (material ferromagnético)

La impedancia de la línea de transmisión vista por la fuente de potencia del sistema está dada por la ecuación 3.1:

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.1)$$

En donde los parámetros de impedancia no dependen de la longitud de la línea sino de las características del material así como de la frecuencia de trabajo.

La caracterización de la tubería, como un modelo de impedancia eléctrica, para el sistema de inyección de corriente en fondo de pozo hace parte del trabajo de maestría en ingeniería electrónica [16] que se desarrolla paralelamente a este proyecto de grado. Los datos obtenidos en dicha tesis indican que el sistema requiere aproximadamente 20W/m, para obtener el incremento de temperatura deseado [10]; la profundidad de los yacimientos en Colombia oscila entre 1 y 5km, por lo tanto la fuente debe diseñarse para suministrar una potencia entre 20 y 100kW y a frecuencias entre 5 y 1000Hz.

Teniendo en cuenta el estado del arte de los sistemas de inyección de corriente, se puede apreciar que el rango de potencia en el cual operan los equipos implementados se encuentra entre 10 y 100kW.

Por tanto, como resultado de las consideraciones anteriores, se ha fijado como 100kVA la potencia de trabajo, valor suficiente para efectuar calentamiento en la tubería [16, 17]. Igualmente, se parte del hecho que el sistema de alimentación, subestación eléctrica, líneas de transmisión, protecciones eléctricas, sistema de

puesta a tierra, entre otros, así como los elementos de facilidades de pozo tales como: aisladores entre tubing y casing, conectores, sellos y aislamiento en la cabeza del pozo, entre otros, existen y están diseñados para soportar las condiciones de trabajo que impone el SICP; adicional a esto, que las condiciones ambientales del sitio donde se encuentra ubicado el pozo, tales como temperatura, humedad y nivel Ph del ambiente son las adecuadas.

La fuente de alimentación del SICP es la red de distribución trifásica, lo cual implica que la tensión de alimentación por fase es de $400V_{RMS}$, de tal forma que se ha concluido que la tensión de salida de la fuente varíe entre 0 - 1000V, la corriente de salida varíe entre 0 - 120A y la frecuencia de operación varíe hasta 1000Hz, de acuerdo con las necesidades del proyecto y los requerimientos de la carga.

3.1.2 Criterios de diseño.

Los criterios de diseño utilizados para el sistema y que han sido recomendados en [16] son los siguientes:

- Capacidad para soportar corrientes no mayores a 50 A. Se prefiere trabajar con corrientes intermedias, ya que a mayor valor de corriente implica aumentar el calibre de los conductores internos del equipo y mejorar las especificaciones de los dispositivos como diodos y transistores, elevando los costos de fabricación y tamaño del equipo. Además un flujo de corriente elevado ocasiona mayores pérdidas eléctricas convertidas en calor dentro del equipo, situación no deseada debido a que acorta la vida útil de los elementos que constituyen la fuente.
- Tensión de alimentación de 1000 V. Debido a que se seleccionó el valor de 120 amperios como corriente máxima y la potencia de salida es 120KVA por razones de diseño, es evidente que el valor de tensión en el bus de continua para obtener la salida máxima potencia es de 1000 V.

- Los dispositivos de estado sólido (Diodos y Transistores) deben ser de conmutación rápida. Esto con el fin de trabajar con dispositivos de control de alta velocidad que permitan la generación de una señal de salida más fiel a la señal de referencia. Además, el hecho de estar en capacidad de soportar señales de control rápidas sugiere menores pérdidas en procesos de conmutación y por tanto mayor eficiencia en la transformación de la energía.
- Diseño modular y simplificado. Se busca diseñar la fuente de potencia lo más parecido a un equipo comercial estándar.

3.2 Propuesta de diseño para la fuente.

En la figura 34 se presenta el diagrama de flujo del sistema completo y se muestra en una forma muy general, todo el sistema de inyección de corriente en fondo de pozo. El diseño del sistema de control y del sistema de instrumentación y sensores hacen parte de otros proyectos de grado que se realizan paralelamente. En la figura se ha resaltado la fuente de tensión, y se muestra con más detalle cada uno de los bloques funcionales que la componen.

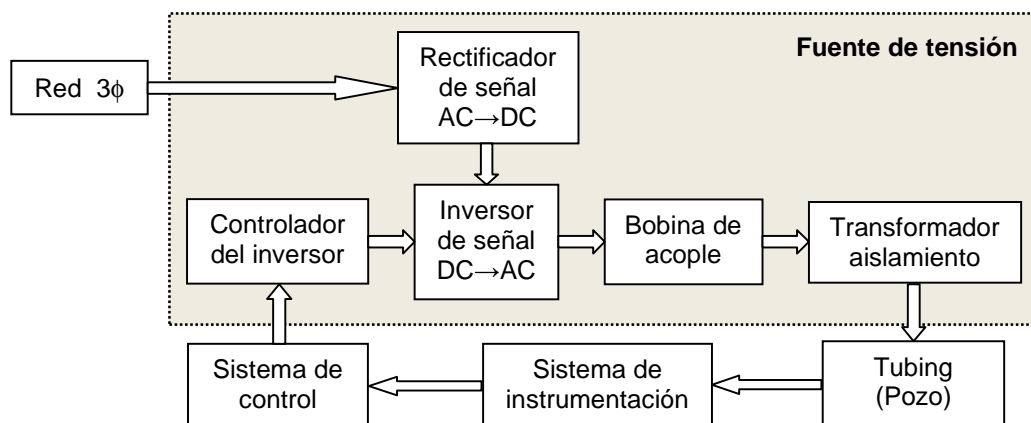


Figura 34. Diagrama de flujo de la fuente de tensión dentro del sistema SICP

A continuación se presenta el análisis de las características de cada etapa, así como los componentes recomendados en base a las necesidades y limitaciones del sistema. La potencia máxima dimensionada es 120 KVA y frecuencia de salida entre 5-1000 Hz.

Puente rectificador

Los circuitos rectificadores se pueden clasificar, en base a los dispositivos utilizados en su diseño, en rectificadores controlados y rectificadores no controlados. Los rectificadores no controlados, se utilizan en aplicaciones de bajo costo, que no son sensibles a la variación de la tensión de salida DC del rectificador y típicamente en sistemas de media y baja potencia [2]. La figura 35 presenta un rectificador trifásico no controlado de onda completa, conocido como puente trifásico. En este circuito, los dispositivos de rectificación son diodos semiconductores de potencia.

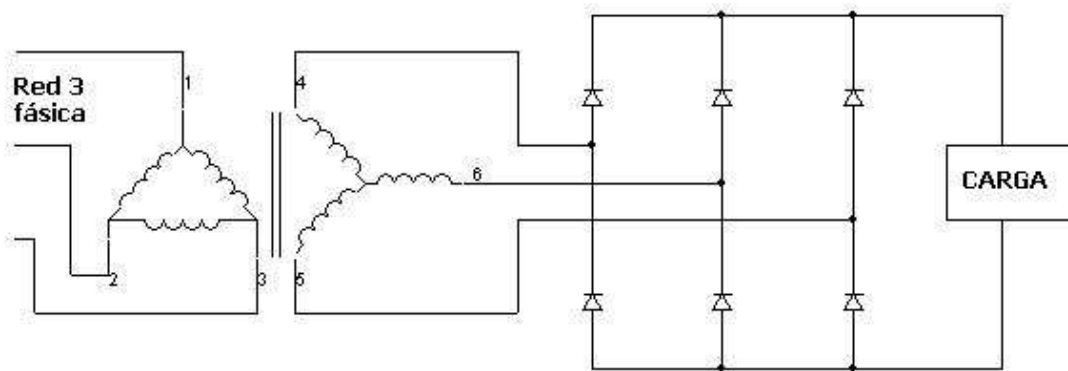


Figura 35. Rectificador puente trifásico

Para el circuito rectificador de puente trifásico, la tensión DC de salida se puede calcular [2] mediante la ecuación 3.2:

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_f \quad (3.2)$$

En donde V_f representa la amplitud de la tensión de cada fase. De la ecuación se observa que la tensión DC de salida presenta un valor constante. Por ejemplo, en nuestro caso de estudio, el valor de tensión de fase es de 400VRMS, por lo tanto el valor de $V_{DC} \approx 1000$ V.

Por otra parte, los rectificadores controlados son circuitos utilizados en una amplia escala de aplicaciones, que varían desde sistemas de baja potencia hasta sistemas de muy alta potencia. La principal característica de estos circuitos, es la posibilidad de controlar la magnitud de la tensión DC de salida, lo cual es muy deseable en diversas aplicaciones.

La figura 36 muestra un rectificador controlado. Este circuito requiere de 6 tiristores (2 por cada fase), para realizar la rectificación.

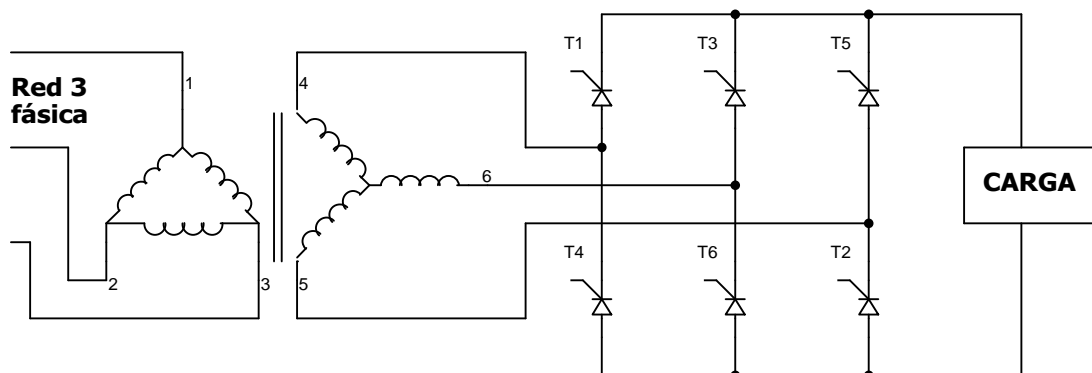


Figura 36. Convertidor trifásico completo

Para este circuito, la tensión de salida DC se controla en base al ángulo de retraso α para el disparo de los tiristores. Se puede demostrar [2] que la tensión DC de salida está en función del ángulo α mediante la relación

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}V_f}{\pi} \cos \alpha \quad (3.3)$$

En donde V_f representa la amplitud de la tensión de cada fase.

La principal característica de estos circuitos, es la posibilidad de controlar la magnitud de la tensión DC de salida, lo cual es muy deseable en diversas aplicaciones. Sin embargo, para nuestro caso el nivel de DC debe ser fijo y la amplitud de la señal de salida es una tarea asignada para el puente inversor. Además, debido a la complejidad en el control de estos dispositivos, la red *Snubber*² que se debe conectar en paralelo por cada tiristor, hacen que esta opción sea costosa e innecesaria; por tanto, se descarta dentro del diseño del SICP. Por consiguiente, la mejor opción es la de puente rectificador sencillo conformado por diodos.

En la tabla 2 se muestran las características que deben soportar los diodos que conforman el puente rectificador de la fuente. Estos valores se encuentran en el rango normal de los diodos ofrecidos de diversos fabricantes, y se encuentran disponibles en el comercio.

Tabla 2. Características de los diodos que conforman el puente rectificador

Valor	Unidad
Tensión Inversa	3400 V
Corriente Directa	150 A
Disipación de Potencia	200 W
Pulso Unitario de Corriente Directa	1250 A
Máxima Caída de Tensión Directa	1 V
Máxima Corriente Inversa de Fuga	100 μ A

Asimismo, se pueden optar por dos configuraciones estructurales para el puente, configuración discreta o en configuración monolítica, esta última es la más práctica, por lo compacto del encapsulado y características de disipación de

² Red Snubber, circuito de frenado al apagado del tiristor, tiene por objetivo amortiguar el efecto de una variación voltaje / tiempo que en algún momento pudiera ser destructiva.

potencia. Sin embargo, es la más costosa y en caso de falla de uno de los diodos del puente, sería necesario cambiar la pieza por completo.

Filtro pasa bajos

Es utilizado para eliminar el rizado producto de la rectificación y la contaminación de armónicas que produce el SIPC en la red eléctrica. Característica importante a tener en cuenta ya que según los estándares mundiales de fabricación de equipos industriales (IEEE 519-1992), los márgenes de ruido y distorsión armónica hacia la red deben estar en valores muy bajos o casi nulos. No obstante, desde el punto de vista de la señal de salida del rectificador (tensión continua o DC) este módulo puede ser opcional, ya que no se requiere generar una señal de salida pura o armónica para la carga, debido a que se busca maximizar las pérdidas eléctricas en la tubería de producción y la contaminación de armónicos hacia la carga es una causa importante de ello.

En general, el filtro puede estar basado en dos configuraciones: filtros pasivos y filtros activos; los primeros conformados por elementos pasivos o reactancias (resistencias, condensadores y bobinas) y los filtros activos diseñados con dispositivos de estado sólido (transistores, tiristores, etc) que soportan altos niveles de energía. Estos últimos tienen mejor desempeño y prestaciones, gracias a que pueden ser modificados simplemente por acción de software evitando así modificaciones de hardware costosas cuando las condiciones de carga lo demanden, sin embargo esta es una opción costosa y aumentaría en gran medida la complejidad del sistema. Por lo tanto, se descarta del diseño para la fuente de poder.

En definitiva, se seleccionó un filtro basado en elementos pasivos, el cual debe cumplir con los siguientes requerimientos, capacidad de manejo de corriente de 120 A o tensión de 1500 V y un valor de impedancia equivalente a la magnitud reactiva de la carga del sistema pero desfasado 90° , para eliminar la componente

reactiva y así mejorar el factor de potencia. Por tanto, el elemento seleccionado fue un condensador de $1000\mu\text{F}$, en paralelo con la salida del rectificador a tensión de 1500V , valor comercial y fácil de encontrar en el mercado. No obstante, debido a la naturaleza no lineal de la fuente de potencia, es recomendable el uso de un filtro activo en paralelo a la entrada de la alimentación para eliminar el ruido y las emisiones de armónicas producidas por la fuente hacia la red.

Puente Inversor o Puente H

Es el elemento principal del módulo de potencia, de él depende la capacidad de generar señales variables en tensión-corriente y en frecuencia, a los niveles adecuados para conseguir el objetivo del sistema. Estos dispositivos, llamados en la industria inversores, convierten una señal de tensión continua en una señal de tensión y frecuencia variable mediante la generación de pulsos controlados por un dispositivo de control. Actualmente se emplean "IGBTs" (Isolated Gate Bipolar Transistors o Transistores bipolares de puerta aislada) como elemento estándar de los puentes inversores, debido a que tienen las mejores características en cuanto a velocidad de conmutación, pérdidas eléctricas (eficiencia) y tiempo muerto. En base a las recomendaciones de diseño dadas por [10], por mejores características de desempeño respecto a sus competidores éste fue el elemento seleccionado para esta parte del diseño.

También, es común encontrar configuraciones con tiristores controlados de puerta aislada (IGCTs, Isolated Gate Controlled Thyristors), para configuraciones de gran potencia (MVA), los cuales tienen mayores pérdidas y no son tan veloces. Sin embargo, son los únicos que pueden soportar estos rigurosos niveles de trabajo. Asimismo, todavía se pueden encontrar puentes inversores con transistores PNP, para baja potencia y MOSFET, en configuraciones de media y alta potencia.

Para la selección de los IGBTs que conforman el puente inversor se recomienda utilizar como guía los valores presentados en la tabla 3. Además, es preferible que

los IGBTs tengan incluido el diodo antiparalelo en el mismo encapsulado, el cual proporciona continuidad a la corriente para el caso de cargas inductivas.

Finalmente, al igual que en el puente rectificador, existe la posibilidad de encontrar puentes inversores en configuración monolítica de puente completo, sin embargo, este encapsulado no es tan común como los encapsulados de puente trifásico completo (6 IGBT's) o la de medio puente (2 IGBT's).

Tabla 3. Valores de diseño para selección del puente inversor basado en IGBT's comerciales.

Característica	Ic	Vce	Vce(sat)	PD	ETS	Td (on)	Td (off)
Unidades	(A)	(V)	(V)	(W)	(mJ)	(ns)	(ns)
Valor típico deseado	140	1200	2	150	1	50	200

Donde:

Ic : Corriente continua de colector

Vce: Voltaje colector emisor

Vce (sat) : Tensión colector emisor en saturación o conducción

PD : Disipación de potencia

ETS: Pérdidas totales de conmutación

Td (on): Tiempo de encendido

Td (off): Tiempo de apagado

Manejador de puente inversor

El manejador de puente inversor es un circuito interfaz entre el módulo de control y el puente inversor, su función es proporcionar los niveles de tensión en las compuertas (*gates*) de cada transistor para su activación en forma efectiva. En especial, la activación de los transistores superiores del puente, ya que estos requieren una tensión flotante de 10V a 18V para ser activados, para lo cual el integrado debe contar con un circuito elevador o circuito *Bootstrap*. Además, el circuito manejador debe aislar las señales de control del puente inversor, a fin de

evitar corrientes de fuga que pudieran dañar el módulo de control. A su vez, debe contener un circuito de protección que evite la activación de los IGBTs de la misma columna, situación que generaría un corto en la fuente, destruyendo por completo el módulo de potencia.

Normalmente estos dispositivos están conformados por módulos de múltiples circuitos integrados. Estos tienen por lo general la capacidad de manejar dos transistores por columna o medio puente, dependiendo de la aplicación. Sin embargo, es común encontrar manejadores para puente completo en configuración trifásica, debido a que la mayoría de las aplicaciones de los variadores de velocidad corresponde al manejo de motores de inducción trifásicos. Como ventaja de la selección de este dispositivo, está en que puede manejar una gama amplia de puentes inversores, de menor o mayor potencia, la única condición es que no sobrepase la tensión de alimentación del bus de DC producto del rectificador trifásico. Por consiguiente, este elemento sería común para cualquier modificación futura del equipo de potencia.

En la tabla 4 se presentan los parámetros de diseño del manejador puente inversor.

Tabla 4. Valores de diseño para selección del manejador de puente Inversor basado en IGBT's comerciales.

Parámetro	min	tip	max	unidad
Tensión Nominal de Alimentación VDC, VDD	10	15		Vdc
Corriente sin carga IDC + IDD		35		mA
Corriente máxima con carga IDC + IDD			170	mA
Potencia de salida DC/DC (para los dos canales)			2	W
Eficiencia DC/DC de conversión		85		%
Tiempo de retardo de entrada a salida (prendido)		300		ns

Tiempo de retardo de entrada a salida (apagado)		350		ns
Sobre-pico de corriente (corriente de compuerta) IG	-6		+6	A
Tiempo respuesta (flanco ascendente)		100		ns
Tiempo respuesta (flanco descendente)		80		ns
Aislamiento de tensión (Vac/50Hz/1min)			4000	Vac
Tensión de alimentación del bus de DC		>120 0		Vpeak
Inmunidad ante sobre-picos de tensión (dv/dt)	100			kV/μs

Bobina de acople

La bobina de acople, es un elemento fundamental en el diseño del prototipo, de ella depende directamente el control de corriente del sistema [16], el cual se diseña en un proyecto de maestría paralelo a este proyecto. Debido a que la salida del puente inversor es una señal de tensión con forma de onda cuadrada, y lo que se busca mediante el control es una señal de corriente de una forma determinada, es necesario hacer pasar esta señal de tensión por un elemento que convierta dicha señal en una señal de corriente suavizada. En efecto, el elemento adecuado que puede realizar dicha tarea es el inductor. Debido a que su relación tensión-corriente está gobernada por la ecuación (3.4) y debido a su naturaleza, la bobina no soporta cambios abruptos de corriente, por lo cual genera transitorios de corriente, los cuales a su vez, son aprovechados para controlar el sistema por corriente.

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.4)$$

De acuerdo a técnicas de control de corriente por histéresis, planteadas en el proyecto de maestría paralelo, el valor de la bobina es calculado de acuerdo a la ecuación (3.5):

$$L = \frac{V_{dc}}{48 * h * F_s} \quad (3.5)$$

Donde:

- L , es el valor de las inductancias de acople (Henrys)
- F_s , es la frecuencia máxima de conmutación del puente inversor (Hz)
- h , el valor en corriente de la banda de histéresis (amperes)
- V_{dc} , es la tensión de referencia en la barra de continua (volts)

Transformador de aislamiento

El transformador de aislamiento está ubicado entre la salida del SICP y la carga (tubería de producción). Cumple con dos funciones básicas: la primera, proporcionar aislamiento eléctrico entre el SICP y la carga; la segunda, es la de manejar la potencia de manera adecuada entre el puente H y la carga. En efecto, la carga demanda grandes cantidades de corrientes a bajas tensiones, mientras que la mayoría de los IGBTs manejan tensiones medias con corrientes moderadas. Por lo tanto, el valor de transformación puede llegar a ser desde 1:1 hasta 100:1. La selección del valor de conversión será variable para cada pozo y dependerá de la impedancia neta de la carga. Por lo tanto se recomienda el uso de transformadores con múltiples salidas de transformación o TAPs, las cuales serán seleccionadas por el operador del equipo o por un sistema de control auxiliar. Sin embargo, el valor de Potencia Nominal permanecerá constante. Por ejemplo, para este caso de diseño, la potencia nominal será igual a 120 KVA.

A su vez, el transformador deberá tener un sistema de protecciones eléctricas contra sobrecorrientes como descargadores de Óxido de Zinc instalados en el lado de alta del transformador y fusibles de conmutación rápida, entre otros.

3.3 Circuito final.

En la figura 37 se presenta el diagrama circuital completo de la fuente de tensión para el sistema SICP. En el diagrama se indica la interconexión de los diferentes

bloques funcionales expuestos anteriormente, también se indican los terminales de entrada para la alimentación y el sistema de control.

La bobina que se encuentra antes del transformador de aislamiento es la bobina de acople. Los circuitos mostrados junto a los manejadores del puente son optoacopladores, para proporcionar aislamiento entre el sistema de control y el sistema de potencia. El condensador en paralelo con la salida del circuito rectificador es el filtro utilizado para suavizar el rizado de la señal rectificada.

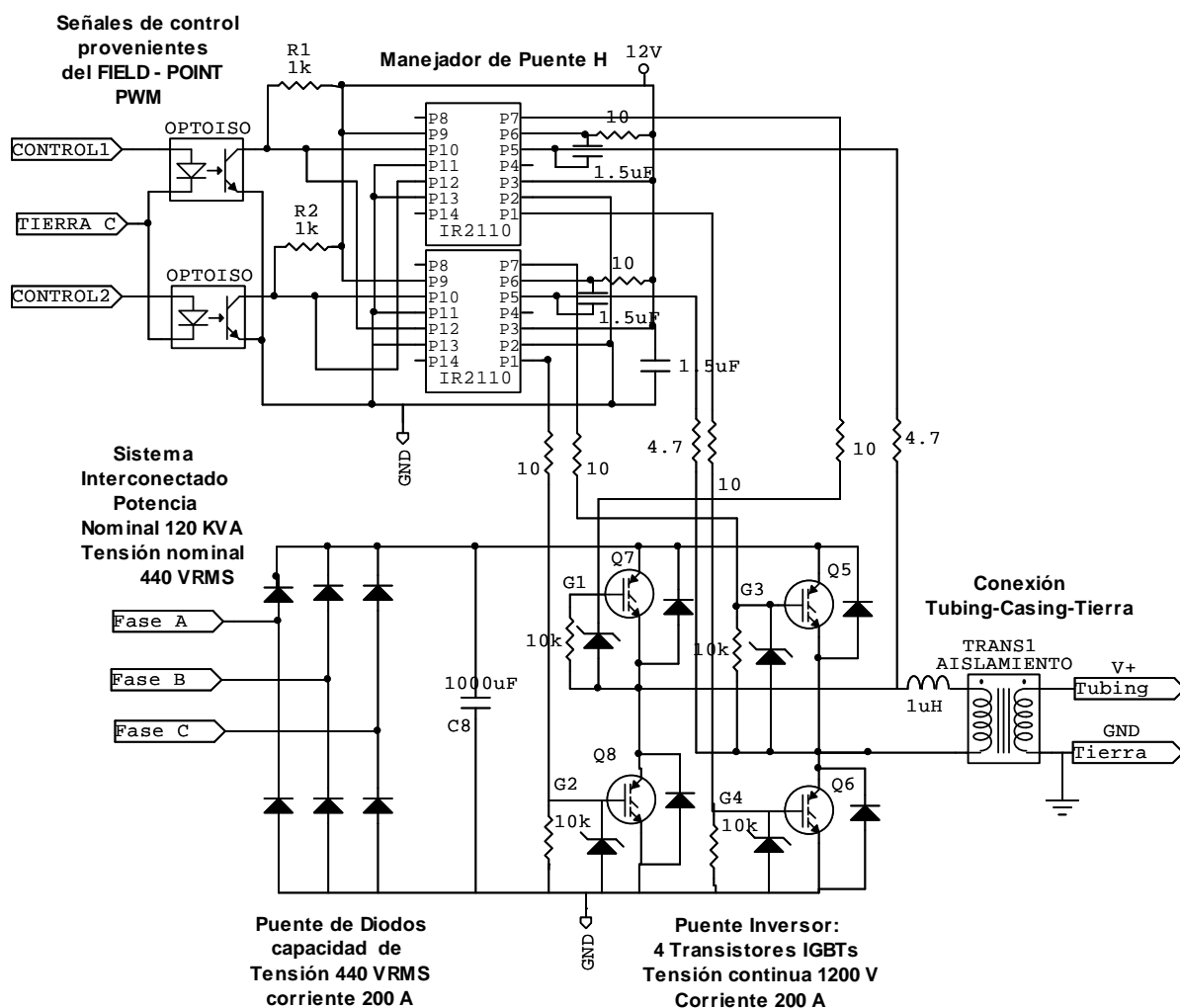


Figura 37. Circuito esquemático para el módulo de potencia del SIPC

4. PROTOTIPO ESCALADO

Para la construcción del prototipo de la fuente, se ha seguido a grandes rasgos el orden planteado en el diagrama de la figura 38 y la metodología propuesta en el capítulo previo. El prototipo debe tener una capacidad de potencia 2kVA y operar en un rango de frecuencia de 5 - 1000Hz, de acuerdo con los resultados obtenidos para un pozo en particular en [17].

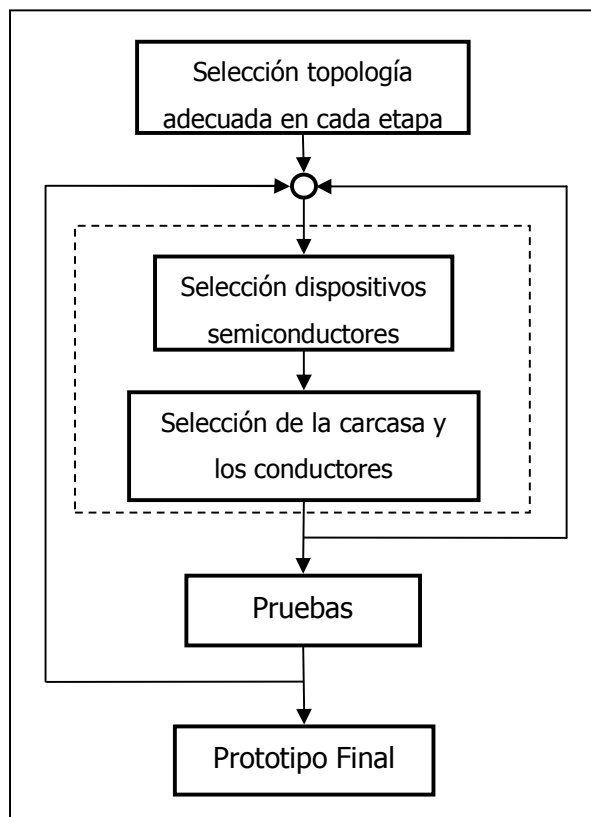


Figura 38. Metodología planteada para el diseño de la fuente.

La zona punteada en el diagrama de la figura 38 representa la selección de los componentes en cada etapa de la fuente. Debido a limitaciones de disponibilidad de componentes, espacio y coste, es necesario rediseñar cada selección de dispositivos en base a los demás dispositivos obtenidos. Finalmente las pruebas a

los primeros prototipos generan nuevos criterios para mejorar el diseño previamente planteado.

4.1 Diseño del puente inversor.

En esta etapa, siguiendo el esquema planteado (figura 32) se ha seleccionado la configuración más adecuada y se procede luego a seleccionar los transistores, y el manejador del puente. Con la carcasa y los conductores seleccionados, se añadió un nuevo criterio para seleccionar los transistores, generando la decisión final.

4.1.1 Selección de la topología.

Los criterios para la selección de la topología más adecuada para la aplicación son: manejo de potencia, coste y facilidad de control. La topología elegida para la aplicación es la de puente completo, debido a que ofrece mejores características respecto a los criterios aplicados.

La topología en medio puente tiene la ventaja de ser muy sencilla y requiere tan sólo dos transistores, pero no cumple con el requerimiento de manejo de potencia, debido a que la amplitud de voltaje de la señal a la salida es sólo la mitad de la obtenida en las otras topologías, de tal forma que se necesitaría duplicar la tensión de entrada para manejar el mismo rango de potencia respecto a las otras configuraciones.

La topología *push-pull* presenta la ventaja de utilizar sólo dos transistores los cuales están referenciados al mismo punto, lo cual implica un circuito de control simple; además presenta aislamiento entre la carga y el suministro de potencia, lo cual es una característica deseada. Sin embargo, los esfuerzos eléctricos al cual están sometidos los transistores son del doble respecto a la topología puente

completo para el mismo rango de potencia, además el coste se incrementa debido a la necesidad del transformador de aislamiento.

Aunque la topología de puente completo presenta marcadas ventajas en desempeño respecto a las otras configuraciones, tiene un inconveniente, el cual es la necesidad de un circuito elevador de voltaje para el control de los transistores de la parte superior del puente. Existen diversas técnicas para proporcionar este voltaje, pero la más utilizada es el uso de circuitos integrados elevadores, los cuales están comercialmente disponibles.

La adecuada selección de los transistores es la parte fundamental del diseño del inversor. De las posibles alternativas, se han considerado tres opciones: el BJT, el MOSFET y el IGBT dado que son dispositivos de bajo coste, fácil control y son los dispositivos estándar para esta aplicación. Para la selección del dispositivo adecuado, los criterios a utilizar son el rango de potencia de trabajo, la frecuencia de operación y el coste. En cuanto al rango de potencia (2kVA) los dispositivos más adecuados son el MOSFET y el IGBT, específicamente el MOSFET, el cual está diseñado para aplicaciones de baja y mediana potencia. El BJT es un dispositivo utilizado principalmente en aplicaciones de alta potencia. En cuanto a la frecuencia de operación, los tres dispositivos cumplen con el requisito, en particular el BJT es más adecuado en este caso. Por coste, los tres transistores se encuentran en el mismo rango de precio. International Rectifier presenta un documento técnico [10] en el cual da recomendaciones para una adecuada selección, y por rango de operación en tensión y frecuencia se ha seleccionado el MOSFET como el transistor a utilizar en el puente inversor.

4.1.2 Selección del transistor.

La fuente requerida debe operar a 160V y 15A. Para seleccionar el MOSFET adecuado, los criterios a utilizar son: capacidad de corriente, voltaje de ruptura

inverso, pérdidas de potencia, tipo de encapsulado y coste. El tipo de encapsulado va de acuerdo con la estructura física de la fuente y el tipo de conductor utilizado.

La regla de diseño para la corriente fue un factor de dimensionamiento igual o superior a 1,5. El objetivo de este criterio es proteger el dispositivo contra posibles transitorios de corriente debido a cargas altamente capacitivas o a sobretensiones. Los transistores con corrientes superiores a 22A son las alternativas a considerar bajo este parámetro.

El voltaje de ruptura inverso es la tensión máxima que puede soportar el dispositivo en forma continua cuando se encuentra en estado de corte. Para el caso de la topología en puente completo, el voltaje inverso que debe soportar cada transistor en estado de corte es igual al voltaje de DC de entrada. El criterio de diseño para el voltaje de ruptura es un factor de dimensionamiento igual a 1,25. Los transistores con voltajes de ruptura superiores a 200V son las alternativas a considerar bajo este parámetro.

La potencia disipada, al igual que el coste de los dispositivos, son parámetros importantes en el momento de la selección, debido a que siempre se desea maximizar la eficiencia del sistema mejorando la relación costo-beneficio. Se ha considerado el transistor con menor pérdida de potencia que cumpla con los otros criterios.

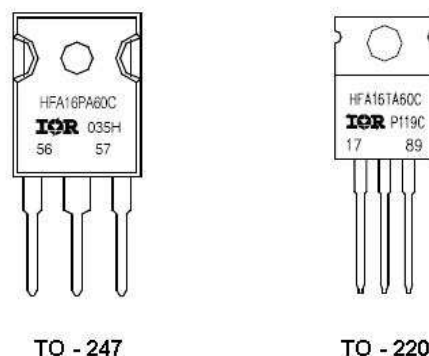


Figura 39. Encapsulados discretos más comunes. Fuente [11]

El tipo de encapsulado es un parámetro importante para la construcción física de la fuente, debido a características tales como tamaño del dispositivo, facilidad de instalación, facilidad de empalme con los conductores, entre otras. La figura 39 muestra los tipos de encapsulado más comunes para transistores de potencia discretos. Por facilidad de instalación y facilidad para el empalme con los conductores, se ha seleccionado el encapsulado TO-247.

Tabla 5. Comparación entre MOSFETs

Referencia	Encapsulado	V_{DSS} (V)	I_D (A)	P_{disip} (W)	Precio (US)
IRFP4242	TO-247AC	300	46	430	3.58
IRFP4229	TO-247AC	250	44	310	3.26
IRFI4229	TO-220 full	250	19	140	3.02
IRFB260N	TO-220AB	200	56	380	2.87
IRFP260N	TO-247AC	200	49	300	2.50
IRFP250N	TO-247AC	200	30	214	2.50
IRFB23N20D	TO-220AB	200	24	170	1.50
IRF640N	TO-220AB	200	18	150	1.05

La tabla 5 presenta un resumen de los MOSFET considerados (comercialmente disponibles) comparando los parámetros a tener en cuenta. Se ha seleccionado el transistor IRFP250N por tener las mejores características en los parámetros considerados. Finalmente la última columna de la tabla presenta la comparación de precios entre los transistores considerados.

4.1.3 Selección del manejador del puente.

Debido a que han sido seleccionados los transistores del fabricante IR, se procede a seleccionar un manejador de puente también de IR, con el fin de mejorar la compatibilidad al utilizar dispositivos del mismo fabricante. Los manejadores de puente más comunes de IR se presentan en la tabla 6. En la tabla se realiza una comparación de los parámetros más importantes. Los criterios de selección en el manejador son: tensión máxima de operación del puente, número de fases de la aplicación, disponibilidad y coste.

Tabla 6. Comparación de manejadores de puente

Referencia	Fases	Tensión (V)	Delay time (ns)	T _{ON} (ns)	T _{OFF} (ns)	Precio (US)
IR2110	1	500	10	120	94	2.96
IR2113	1	600	20	120	94	3.56
IR2130	3	600	800	675	425	11.90

La fuente es monofásica y debe operar a una tensión de 160V, por estas razones se ha seleccionado el IR2110, el cual satisface los requisitos del diseño. El IR2110 es un driver utilizado para controlar una rama de un puente inversor que opera a alto voltaje y a alta velocidad de conmutación. En este circuito las entradas de señal tienen compatibilidad con las salidas CMOS o LSTTL de los circuitos estándar. La salida del IR2110 tiene un buffer que proporciona una alta corriente para garantizar la alimentación del IGBT o MOSFET. Puede controlar un puente monofásico (2 IC) o uno trifásico (3 IC).

El circuito de cada rama de transistores del puente se muestra en la figura 40.

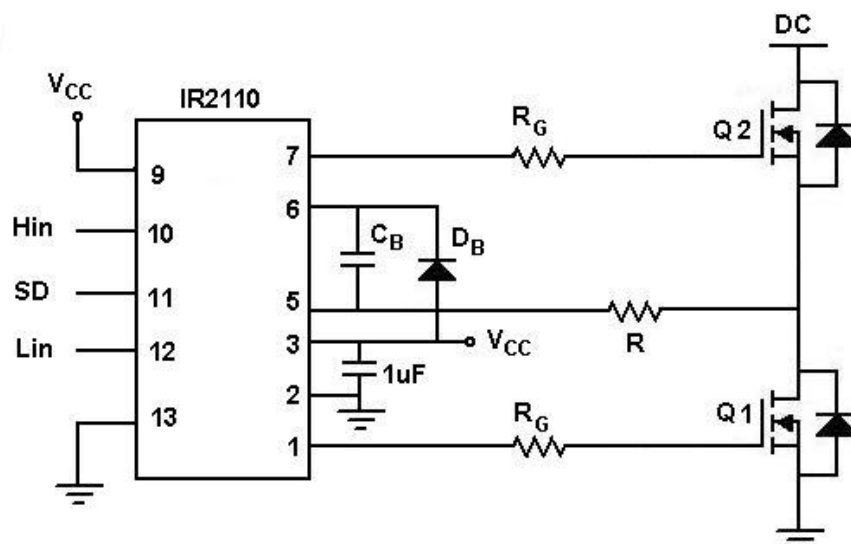


Figura 40. Circuito implementado con el IR2110.

En el diseño del circuito, se ha seleccionado $V_{CC} = 12V$ como voltaje de operación, el fabricante recomienda un voltaje de operación entre 10V y 20V [14]. Las

resistencias R_G en el caso de transistores IGBT se utilizan para minimizar las pérdidas de energía por conmutación; estas pérdidas de energía se encuentran en una curva dada por el fabricante. En nuestro caso la resistencia seleccionada es de $4,7\Omega$. Los transistores seleccionados son los MOSFET IRF250N, como ya se ha mencionado antes. Finalmente la resistencia R es una resistencia limitadora de corriente para el camino de carga del condensador de Bootstrap; el fabricante recomienda un valor de $4,7\Omega$.

En el diseño del manejador del puente, existen dos elementos que tienen vital importancia en el funcionamiento del circuito, estos son el condensador y el diodo de Bootstrap. El fabricante proporciona unas recomendaciones y unas ecuaciones para realizar el cálculo correcto de estos componentes. El fabricante también indica que existen cinco factores de diseño que influyen en la adecuada selección del capacitor Bootstrap [12].

Estos parámetros son:

- Q_g : carga requerida en el *gate* para activar el MOSFET.
- I_{qsb} : corriente de polarización para el circuito driver del transistor superior.
- Corrientes producidas en el driver con el cambio de estado de los transistores.
- Corriente de fuga directa *gate-source* del MOSFET.
- $I_{Cbs (fuga)}$: Corriente de fuga del condensador Bootstrap seleccionado. Este factor sólo se tiene en cuenta si el capacitor es electrolítico. En caso de utilizar otro capacitor, este parámetro puede ser despreciado.

En base a los anteriores requisitos, el fabricante proporciona la ecuación 4.1 para el cálculo de la carga mínima que debe retener el condensador Bootstrap para el óptimo funcionamiento del IR2110.

$$Q_{bs} = 2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(fuga)}}{f} \quad (4.1)$$

En la ecuación 4.1 se tiene:

- Q_{bs} : carga mínima que debe suministrar el condensador Bootstrap.
- Q_{ls} : carga de cambio de estado requerida por ciclo. Es de 5nC para el IR2110.
- f : frecuencia de operación.

Con base en esta carga mínima, el fabricante proporciona la ecuación 4.2 para el cálculo del capacitor. El capacitor debe retener esta carga y también el voltaje de alimentación del driver completo evitando rizado significativo en el voltaje, el cual podría ocasionar que el voltaje V_{BS} caiga por debajo del mínimo requerido en la activación produciendo así que el transistor de la parte superior deje de operar.

La ecuación 4.2 para el cálculo del capacitor es:

$$C_B \geq 15 \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(fuga)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS}} \quad (4.2)$$

En donde:

- V_{CC} : tensión de operación del IR2110.
- V_f : caída de voltaje a través del diodo Bootstrap.
- V_{LS} : caída de voltaje *drain-source* en el MOSFET de la parte baja.

Los valores de estos parámetros para el diseño de la fuente son:

- $Q_g = 123\text{nC}$ IRFP250N
- $I_{qbs} = 125\mu\text{A}$ IR2110
- $Q_{ls} = 5\text{nC}$ IR2110
- $I_{Cbs} = 0$ Se ha seleccionado un capacitor de tantalio.
- La frecuencia de operación f varía en un rango de 1kHz hasta 10kHz.
- $V_{CC} = 12\text{V}$
- $V_f = 1\text{V}$
- $V_{LS} = 1.125\text{V}$

Los valores obtenidos para el condensador se presentan en la tabla 7. En la tabla están los valores de C_{BOOT} para tres valores de frecuencia de operación.

Tabla 7. Valores de C_{BOOT} para diferentes valores de frecuencia.

Frecuencia	C_{BOOT}
1kHz	880nF
5kHz	650nF
10kHz	615nF

El valor proporcionado por la ecuación del fabricante es un valor mínimo, de tal forma que el valor seleccionado para el condensador ha sido $1.5\mu\text{F}$ a 35V el cual se ha encontrado comercialmente disponible y cumple con los requerimientos de diseño.

El diodo de Bootstrap necesita tener un gran voltaje de bloqueo inverso, el cual se genera cuando el MOSFET superior se activa, debe ser un diodo de recuperación rápida para minimizar la cantidad de carga realimentada desde el condensador Bootstrap hacia la fuente V_{CC} y preferiblemente debe tener un gran rango de temperaturas de operación en el caso que el condensador debe almacenar carga por largos períodos de tiempo. Para la selección del diodo de Bootstrap, el fabricante proporciona una ecuación para el cálculo de su corriente directa y unas recomendaciones de diseño.

La corriente a través del diodo debe cumplir con la ecuación 4.3:

$$I_F \geq f \cdot \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(fuga)}}{f} \right] \quad (4.3)$$

En donde los parámetros de la ecuación son los mencionados anteriormente.

Además, el voltaje de bloqueo inverso y el voltaje inverso pico repetitivo deben ser mayores que el voltaje de la línea de DC de la fuente (160V) y el tiempo de recuperación inverso debe ser inferior a 100ns.

El diodo Bootstrap seleccionado es el NTE574 el cual tiene las siguientes características:

- $V_{RRM} = 400V$
- $V_{DC\ Blocking} = 400V$
- $V_F = 1V$ cuando opera a 1A
- $I_F = 1A$
- $t_{RR} = 35ns$

4.2 Diseño del puente rectificador.

Siguiendo la metodología planteada, se ha seleccionado la topología de mayor desempeño y seguido se han seleccionado los dispositivos semiconductores que cumplan con los requisitos de la configuración elegida.

4.2.1 Selección de la topología.

Los criterios para la selección de la topología son: manejo de potencia y costo. La topología elegida para la aplicación es el rectificador en puente completo, puesto que presenta mejor desempeño respecto a sus rivales en los parámetros considerados.

La topología de media onda presenta la ventaja de requerir un único diodo, lo cual supone un menor costo, pero la potencia de salida es tan sólo la mitad respecto a las otras configuraciones, además esta topología no es recomendada para aplicaciones industriales.

La topología de rectificador de onda completa presenta el mismo rango de manejo de potencia respecto a la de puente completo y sólo emplea dos diodos. Esto puede representar un menor coste. Sin embargo, esta configuración presenta dos serios inconvenientes: requiere el uso de un transformador con derivación central

y los esfuerzos eléctricos a los que se someten los diodos son del doble respecto a la configuración puente completo. Esto incrementa el coste de la topología.

4.2.2 Selección de los diodos.

La entrada de voltaje de la etapa rectificadora es la tensión de la red de distribución ($120V_{RMS}$ y 60Hz) y la corriente de operación debe ser 15A. Los criterios de selección para los diodos son: corriente directa, voltaje directo, voltaje de ruptura y coste.

Para la corriente directa, se ha utilizado como criterio un factor de dimensionamiento de 2, para el voltaje de ruptura se ha utilizado como criterio un factor de dimensionamiento de 2 y para el voltaje directo y el coste se ha buscado el mínimo disponible.

Los diodos seleccionados para la aplicación son los 1N1188, los cuales presentan las siguientes características:

- $I_{FAV} = 35A$
- $I_{FRM} = 100A$
- $V_F < 1.5V$
- $V_B = 400V$
- $I_R < 500\mu A$

4.2.3 Selección del condensador del filtro.

El condensador se ha elegido teniendo en cuenta tensión de operación y un valor grande de capacitancia para minimizar el rizado en sus terminales. El capacitor seleccionado es de $1000\mu F$ y 250V.

4.3 Selección de conductores.

La correcta selección de los conductores es muy importante en el diseño de la fuente. Los criterios utilizados en este diseño para seleccionar el conductor adecuado son capacidad amperimétrica, disponibilidad y costo. Se ha tenido en cuenta las recomendaciones dadas por la norma para cálculo y diseño de sistemas de distribución publicada por la ESSA para Santander [15].

Tabla 8. Capacidades de corriente (A) para conductores individuales aislados entre 0-2000V y al aire libre. Fuente [12]

Conductor		Temperatura nominal del conductor						Conductor desnudo	
		60 °C TW		75 °C THW		90 °C XLP			
Sección transv. [mm ²]	Calibre AWG o kcmil	Cu	Al	Cu	Al	Cu	Al	Cu	Al
0,82	18	-	-	-	-	18	-	-	-
1,31	16	-	-	-	-	24	-	-	-
2,08	14	25*	-	30*	-	35*	-	30	-
3,3	12	30*	25*	35*	30*	40*	35*	40	30
5,25	10	40	35*	50*	40*	55*	40*	55	45
8,36	8	60	45	70	55	80	60	70	55
13,29	6	80	80	95	75	105	80	100	80
21,14	4	105	80	125	100	140	110	130	100
26,66	3	120	95	145	115	165	130	150	115
33,62	2	140	110	170	135	190	150	175	135
42,2	1	165	130	195	155	220	175	205	160
53,5	0	195	150	230	180	280	205	235	185
67,44	00	225	175	265	210	300	235	275	250
85,02	000	260	200	310	240	350	275	320	250
107,21	0000	300	235	360	280	405	315	370	290
126,67	250	340	265	405	315	455	355	410	320
152,01	300	375	290	445	350	505	395	460	360
177,34	350	420	330	505	395	570	445	510	400
202,68	400	455	356	545	425	615	480	555	435
253,35	500	515	405	620	485	700	545	630	490
304,02	600	575	455	690	540	780	615	710	560
354,69	750	630	500	755	595	855	675	780	615
380,02	700	655	515	785	620	885	725	810	640
405,36	800	880	535	815	845	920	700	845	670
456,03	900	730	580	870	700	985	785	905	725
506,7	1000	780	625	935	750	1055	845	965	770
633,38	1250	890	710	1065	855	1200	960		
760,05	1500	980	795	1175	950	1325	1075		
886,73	1750	1070	875	1280	1050	1445	1185		
1013,4	2000	1155	960	1385	1150	1560	1335		

La tabla 8 presenta un listado de los diferentes conductores de potencia, indicando calibre y capacidad amperimétrica a diferentes temperaturas. El criterio de diseño que se ha utilizado para la selección es un factor de dimensionamiento de 2, para proteger al conductor. El conductor seleccionado para la fuente es un calibre 12 AWG, debido a su adecuada capacidad. Se ha seleccionado un conductor de cobre 19 hilos por maleabilidad.

4.4 Selección de la carcasa.

La figura 41 muestra la vista externa de la carcasa para el prototipo final de la fuente.



Figura 41. Carcasa del prototipo SSCP.

La carcasa del prototipo de la fuente se ha fabricado teniendo en cuenta las siguientes especificaciones y consideraciones de diseño:

- Cubierta con acero inoxidable.
- Diseño hermético para ofrecerle protección a los dispositivos en ambientes de trabajo externo o en campo.
- Tamaño de acuerdo con las dimensiones de los componentes seleccionados.
- Disipador de calor de gran capacidad, para proteger los transistores del calentamiento excesivo.
- Facilidad de instalación y adaptación para las conexiones eléctricas externas.

4.5 Selección de la bobina de acople.

El cálculo de la bobina de acople está basado en la descripción presentada en la sección 3.2 y la ecuación 3.5. Para la fuente diseñada, estos parámetros tienen los siguientes valores: la tensión $V_{DC} = 160V$, el valor de banda de histéresis $h = 0,5$ y la frecuencia máxima de conmutación $f_s = 10kHz$. Esto produce un valor de bobina $L = 0.7mH$. Esta bobina debe ser capaz de soportar corrientes de hasta 30A.

4.6 Prototipo final.

Con base en el diseño realizado y los dispositivos seleccionados, se ha procedido a realizar la construcción del prototipo y las pruebas finales de la fuente. En esta sección se presenta una descripción detallada de la fuente.

Se ha diseñado un circuito impreso en el cual se ha implementado el módulo del manejador del puente junto con su circuitería asociada. La figura 42 muestra la tarjeta con la distribución de los componentes.

En la tarjeta, se puede apreciar los dos circuitos integrados IR2110 (negros), los optoacopladores utilizados (blancos) y las borneras para la conexión con el resto del circuito.

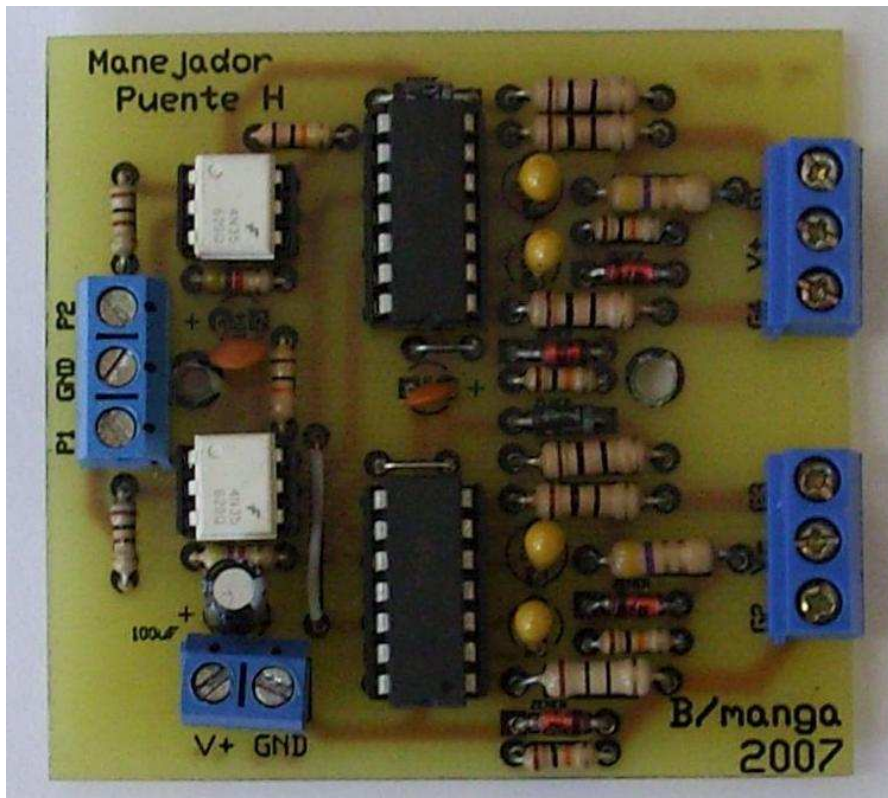


Figura 42. Tarjeta manejador puente inversor.

Las borneras del lado izquierdo, marcadas como P1, GND y P2 son las entradas de cada una de las ramas del puente inversor y la señal de referencia del sistema de control. Las borneras de la parte inferior marcadas como V+ y GND son para la fuente de alimentación de los IR2110 y los optoacopladores.

En la parte derecha se encuentran dos borneras. La bornera superior tiene tres nodos marcados como G1, V+ y G4. Los terminales G1 y G4 son para los terminales *gate* de la rama del puente de la cual sale la polaridad positiva de la carga, siendo G1 el MOSFET de la parte superior de esa rama y el terminal V+ se conecta a la salida positiva del inversor. La bornera inferior tiene tres nodos

marcados como G2, V- y G3. Los terminales G2 y G3 son para los terminales *gate* de la rama del puente de la cual sale la polaridad negativa de la carga, siendo G2 el MOSFET de la parte superior de esa rama y el terminal V- se conecta a la salida negativa del inversor.



Figura 43. Fotografía del prototipo SICP construido.

La figura 43 muestra el prototipo SICP completo y la distribución de componentes dentro del mismo. En la parte superior se pueden apreciar los conductores para la conexión del SICP; el primer conductor a la izquierda es la interfaz con la red de distribución eléctrica, el segundo conductor es de conexión con el sistema de control y el tercero es la salida hacia la carga. En el lado izquierdo se encuentra la etapa del puente rectificador, se pueden apreciar los cuatro diodos de potencia y el condensador de filtro. La salida de esta etapa está conectada directamente a la entrada de DC de la etapa del puente inversor. En la parte inferior se encuentra la

tarjeta del manejador del puente y bajo ella sobre el disipador de calor, se encuentran los cuatro transistores que forman el puente inversor. La salida de este puente se encuentra conectada en serie con la bobina de acople la cual contribuye al sistema de control de corriente de la fuente y luego los terminales de salida del sistema. Finalmente, en la parte superior, se encuentra la tarjeta que proporciona la tensión de +12V para la alimentación del IR2110 y la circuitería de la tarjeta de manejo del puente.

4.7 Pruebas realizadas al prototipo.

Se han realizado pruebas para determinar la respuesta del prototipo en circuito abierto al realizar variaciones en la frecuencia de operación. También se ha realizado la misma prueba al prototipo con una carga resistiva-inductiva que simula la carga real de la fuente. Finalmente se realiza la prueba de los tiempos muertos utilizados entre la activación y desactivación de las dos ramas del puente inversor.

Pruebas de frecuencia.

Las características del transistor MOSFET garantizan un amplio rango de frecuencias de operación, desde unos pocos Hertz hasta valores de miles de kHz. La fuente se ha diseñado para operar en un rango de frecuencias desde 5Hz hasta 1kHz, rango en el cual se realizarán las pruebas de calentamiento inductivo. El desarrollo de estas pruebas se lleva a cabo en un proyecto de maestría desarrollado paralelamente a este proyecto.

En la figura 44 se muestra la señal de tensión de salida del puente inversor sin carga, a diferentes frecuencias de operación. Puede apreciarse que la señal de tensión pico de salida es de 160V, valor para el cual fue diseñada la fuente, y que este valor permanece constante en las pruebas realizadas.

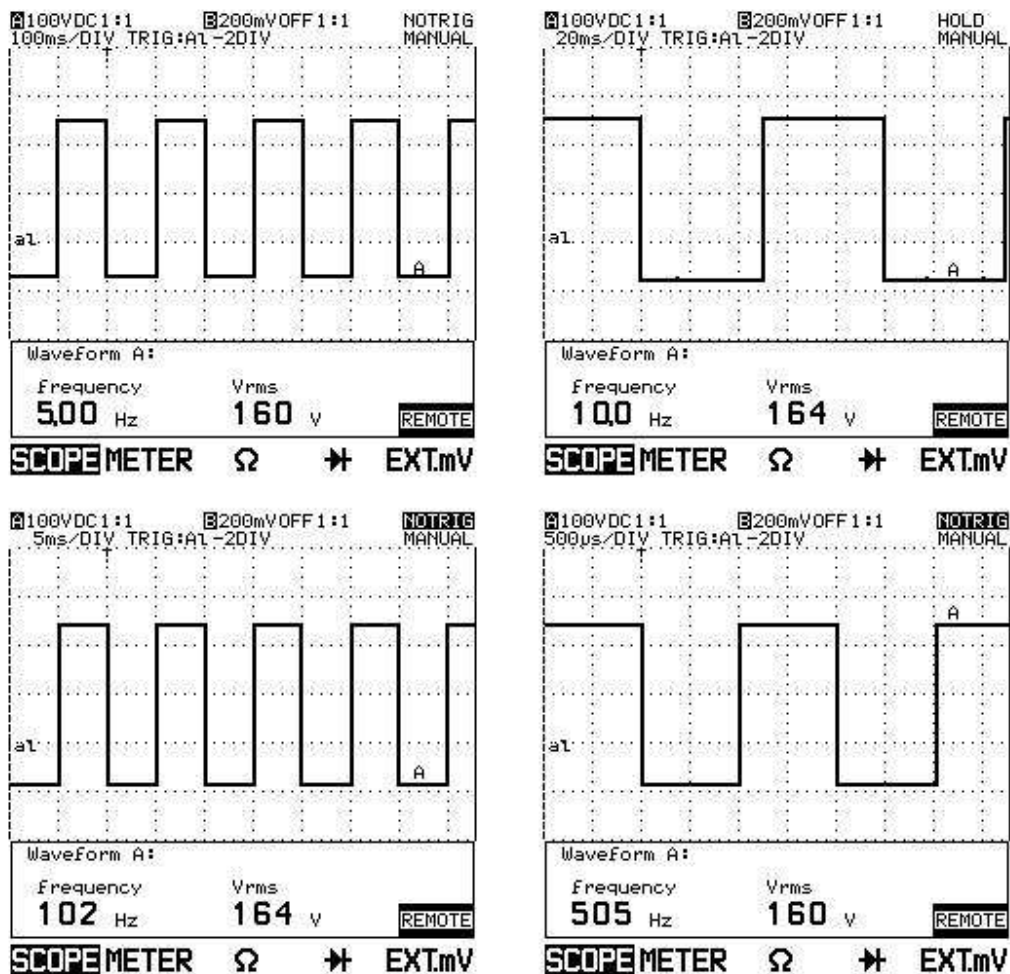


Figura 44. Formas de onda de salida en circuito abierto a diferentes frecuencias.

Para frecuencias de operación por debajo de 5Hz, se presenta una distorsión en la señal de salida, esto es debido a que el condensador de Bootstrap es insuficiente para retener la carga el tiempo necesario para mantener activo el driver del puente rectificador. En la figura 45 se muestran dos señales de tensión de salida a frecuencias de operación de 2Hz y 3.5Hz, en donde se aprecia claramente el efecto que produce la rápida descarga del condensador Bootstrap.

Para muy bajas frecuencias de operación, el fabricante recomienda el uso de circuitos adicionales para retener la carga del condensador [13].

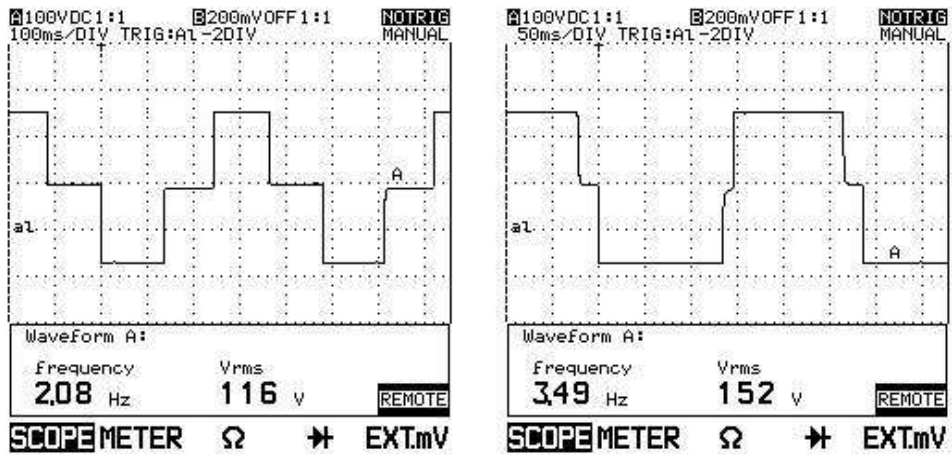


Figura 45. Señal de salida en circuito abierto a una frecuencia de operación de inferior a 5Hz.

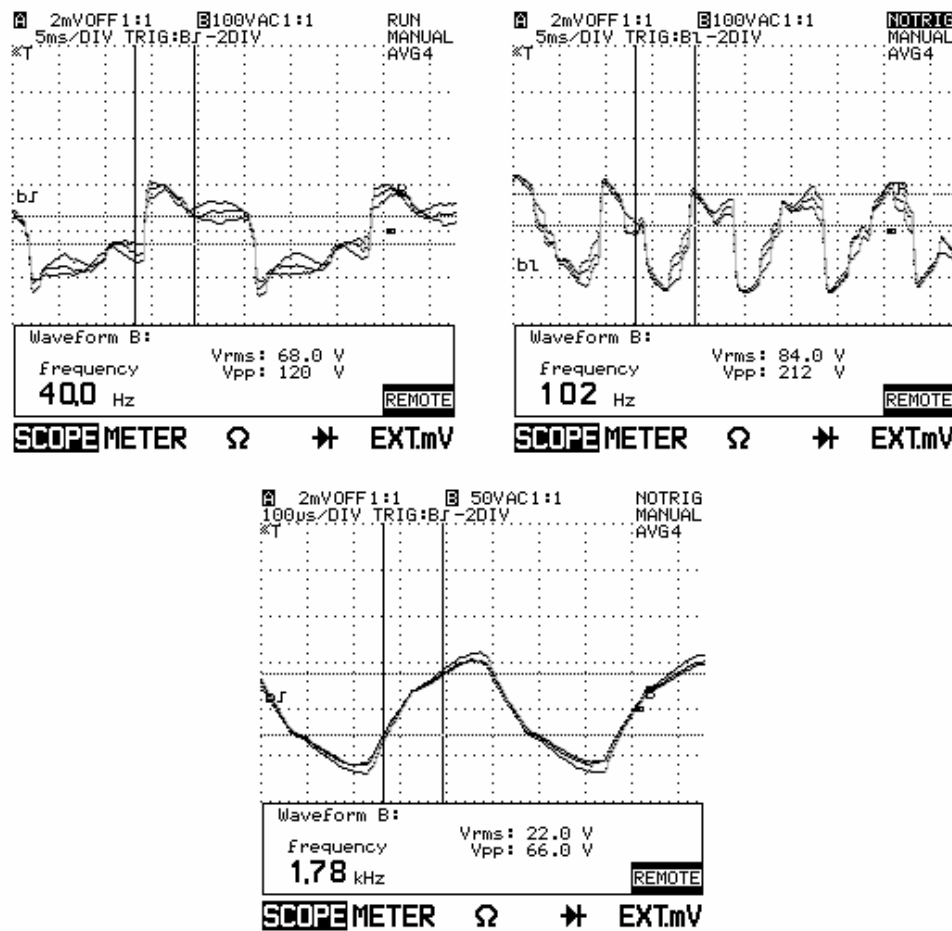


Figura 46. Señal de salida con carga resistiva-inductiva a diferentes frecuencias de operación

En la figura 46 se muestran tres señales de tensión de salida a frecuencias de operación de 40Hz, 100Hz y 1.8kHz. Nótese que en la medida que aumenta la frecuencia de operación del sistema, el efecto inductivo de la bobina de acople se hace más significativo, suavizando la forma de onda de salida.

Prueba de tiempo.

En la figura 47 se aprecia el tiempo muerto que existe entre la activación de una rama del puente y la desactivación de la otra rama. Este tiempo es importante para el diseño del circuito de control, el cual debe garantizar que las dos ramas del puente no se encuentran simultáneamente activas. El tiempo muerto es de $2.5\mu\text{s}$, valor suficiente para evitar la activación simultánea; este valor corresponde a un ciclo de máquina del sistema de control.

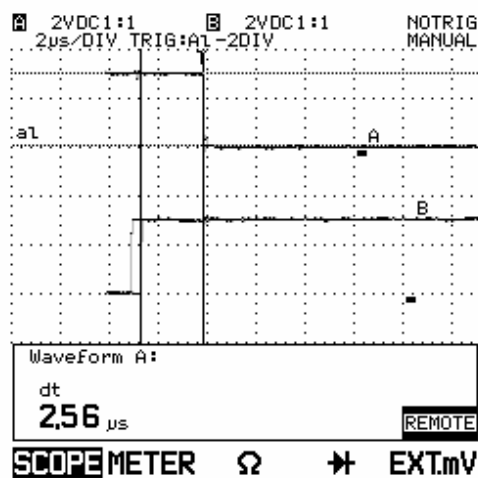


Figura 47. Tiempo muerto entre la desactivación y activación de cada rama del puente.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se concluye:

- Se cumplió con el objetivo propuesto, al presentar una propuesta de diseño para sistemas de inyección de corriente en fondo de pozo, con base en las especificaciones determinadas para diferentes pozos. Esta propuesta de diseño de una fuente de 100kVA, presenta las recomendaciones de los dispositivos a utilizar, las topologías y se puede ajustar a diversos casos particulares.
- Se diseñó y se construyó un prototipo escalado con capacidad de potencia de 2kVA, tensión de salida de 160V y corriente de 15A (especificaciones obtenidas para un pozo en particular dadas en [17]) el cual responde adecuadamente en el rango de frecuencia propuesto de 5Hz - 1000Hz para las pruebas de calentamiento propuestas en la tesis de maestría paralela.
- El uso de circuitos integrados manejadores de puente inversor es una alternativa económica y segura, la cual simplifica significativamente el diseño del puente, y evita el uso de dos fuentes independientes de tensión para el control de cada transistor con el uso de pocos elementos externos, superando así el principal inconveniente de la estructura en puente H debido a la referencia del transistor superior en un punto diferente al del transistor inferior.
- El empleo de tiempos muertos entre las señales de activación y desactivación de cada una de las ramas del puente inversor, cuyo valor es superior al retardo máximo de desactivación de cada MOSFET, garantizan la correcta operación del puente, evitando fallas por exceso de corriente generada por la activación simultánea de las dos ramas. Se determinó en pruebas de laboratorio que un tiempo muerto de 2.5 μ s es suficiente para la aplicación requerida.

- El uso del IR2110 es recomendado en aplicaciones para las cuales la frecuencia de operación del inversor es superior a 5Hz. Se determinó en las pruebas realizadas que para frecuencias inferiores a este valor, el condensador de Bootstrap no retiene la carga el tiempo suficiente para alimentar el circuito.

Se recomienda:

- Para aplicaciones de puente inversor con frecuencia de operación inferior a 5Hz, utilizar circuitos de retroalimentación para mantener la carga en el condensador de Bootstrap el tiempo necesario para la correcta operación del manejador IR2110 [13].
- Para mejorar el control de corriente por histéresis, el cual se ha desarrollado en la tesis de maestría paralela, la bobina de acople se debe diseñar con núcleo de aire, con el objetivo de mejorar la rapidez de respuesta del sistema.
- Se debe evitar el uso de circuitos de protección del *gate* en los MOSFETs que requieran un alto consumo de corriente, ya que esto tiene como consecuencia la rápida descarga del condensador de *Bootstrap* y por consiguiente la disminución del rango de frecuencias de operación.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] RASHID, Muhammad. *Power Electronics Handbook*. Academic Press 2001.
- [2] RASHID, Muhammad. *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones 2ed*. Pearson 1995.
- [3] SKVARENINA, Timothy. *The Power Electronics Handbook*. CRC Press 2002.
- [4] MOHAN, Ned. *First course on Power Electronics and Drives*. MNPERE 2003.
- [5] MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore y ROBBINS, William. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons 1989.
- [6] MAZDA, Fraidoon. *Power Electronics Handbook 3ed*. Newnes Press 1997.
- [7] BOSE, Bimal. *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall 2002.
- [8] SEDRA, Adel y SMITH, Kenneth. *Circuitos microelectrónicos 4ed*. Oxford University Press 1998.
- [9] AGUILAR, Juan. *Electrónica de potencia, material para el curso en la Universidad de Jaén*. Disponible en <http://voltio.ujaen.es/jaquilar>
- [10] BLAKE, Carl y BULL, Chris. *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. International Rectifier. Disponible en: www.irf.com/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf

- [11] International Rectifier. *Web part marking information specification*. Disponible en <http://www.irf.com/package/PartMarking.pdf>
- [12] ADAMS, Jonathan. *Bootstrap Component Selection for control IC's*. International Rectifier DT98-2.
- [13] International Rectifier. *HV floating MOS-Gate driver ICs*. Application Note AN-978.
- [14] International Rectifier. Datasheet IR2110.
- [15] Electrificadora de Santander ESSA. Norma técnica para el cálculo de sistemas de distribución.
- [16] PEÑA, Omar L. *Sistema de inyección de corriente en pozos (SICP) para estimulación y aumento de factor de levante: modelado de la transferencia de corriente mediante tubo de producción*. Tesis maestría UIS 2008.
- [17] RUIZ, Edinson y PEREZ, Jorge. *Diseño de un sistema de adquisición de datos en fondo y superficie para control de calentamiento de pozo*. Tesis UIS 2008.
- [18] ACEVEDO, Alfredo R. *Metodología para la construcción de un horno de inducción electromagnética*. Tesis maestría UIS 2007.
- [19] ESPINOZA, Jairo y BOHORQUEZ, José A. *Puente inversor: diseño y construcción de un puente inversor trifásico de baja tensión y propósito general*. Tesis UIS 2004.

- [20] DA MATTA, W. y CURSINO, D. F. *Calentamiento Electromagnético para Recuperación de Petróleo: Un caso práctico*. Información Tecnológica. Vol. 8 No. 2 – 1997.
- [21] CASTELLANOS, Henry y GRAJALES, Fernando. *Modelo analítico del calentamiento electromagnético aplicado a la formación en yacimientos de crudo pesado*. Tesis UIS. 2003.
- [22] PIZARRO J.O.S (Petrobras) y TREVISAN O.V. (U. Campinas) *Calentamiento Eléctrico de Reservorios de Crudo: Simulación Numérica y Resultados Experimentales de pruebas de campo*. Sociedad de Ingenieros de Petróleos – SPE-19865, Brasil 1990.