



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

Diseño y análisis de la etapa de potencia de  
un electrobisturí monopolar

**TESIS**

Que para obtener el título de

**Ingeniero Eléctrico Electrónico**

**P R E S E N T A**

Víctor Manuel Espresate Cayeros

**DIRECTORA DE TESIS**

Dra. Fátima Moumtadi



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2026



**PROTESTA UNIVERSITARIA DE INTEGRIDAD Y  
HONESTIDAD ACADÉMICA Y PROFESIONAL  
(Titulación con trabajo escrito)**



De conformidad con lo dispuesto en los artículos 87, fracción V, del Estatuto General, 68, primer párrafo, del Reglamento General de Estudios Universitarios y 26, fracción I, y 35 del Reglamento General de Exámenes, me comprometo en todo tiempo a honrar a la institución y a cumplir con los principios establecidos en el Código de Ética de la Universidad Nacional Autónoma de México, especialmente con los de integridad y honestidad académica.

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado DISEÑO Y ANALISIS DE LA ETAPA DE POTENCIA DE UN ELECTROBISTURI MONOPOLAR que presenté para obtener el título de INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO es original, de mi autoría y lo realicé con el rigor metodológico exigido por mi Entidad Académica, citando las fuentes de ideas, textos, imágenes, gráficos u otro tipo de obras empleadas para su desarrollo.

En consecuencia, acepto que la falta de cumplimiento de las disposiciones reglamentarias y normativas de la Universidad, en particular las ya referidas en el Código de Ética, llevará a la nulidad de los actos de carácter académico administrativo del proceso de titulación.

---

VICTOR MANUEL ESPRESATE CAYEROS  
Número de cuenta: 317163151

## **DEDICATORIA**

---

A mi madre, por ser el pilar fundamental de mi vida y por su amor constante, paciencia y entrega incondicional. Por enseñarme, con su ejemplo diario, el valor del esfuerzo, la perseverancia y la responsabilidad. Cada uno de sus sacrificios ha dejado una huella en mi formación personal y académica, y este logro representa también el fruto de su dedicación y confianza en mí.

A mi padre, por su presencia, guía y apoyo a lo largo de mi camino. Por inculcarme valores, disciplina y fortaleza, y por enseñarme a enfrentar los retos con determinación y compromiso. Su ejemplo ha sido una referencia importante en mi desarrollo como persona y como profesionalista.

A mi familia, por acompañarme siempre, por creer en mí incluso en los momentos difíciles y por brindarme su apoyo incondicional para alcanzar esta meta.

A mis amigos, en especial a Ana, Aleida, Valeria y Bruno por su compañía, apoyo y por los momentos compartidos a lo largo de este camino. Su presencia hizo más llevaderos los retos y más significativos los logros. Gracias por estar ahí en cada etapa, celebrando los avances y recordándome que nunca se camina solo.

## AGRADECIMIENTOS

---

La realización y culminación de este trabajo representan más que un logro académico; son el resultado de años de esfuerzo, aprendizaje y crecimiento, así como del apoyo y la guía de personas e instituciones que acompañaron este proceso.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, por abrirme sus puertas y permitirme formar parte de una institución que no solo me brindó conocimientos, sino también identidad, orgullo y sentido de pertenencia. Ser parte de la UNAM ha sido un honor que llevaré siempre conmigo.

A la Facultad de Ingeniería, por exigirme, retomarme y formarme con rigor académico. En sus aulas aprendí no solo teoría y técnica, sino también disciplina, responsabilidad y compromiso profesional.

A mi tutora de tesis, gracias por su paciencia, su tiempo y su constante orientación. Su acompañamiento fue clave en los momentos de duda e incertidumbre. Sus observaciones y consejos no solo fortalecieron este trabajo, sino también mi manera de pensar y enfrentar los retos técnicos con mayor madurez.

A mis profesores, quienes a lo largo de la carrera compartieron su conocimiento y experiencia con dedicación. Cada clase, cada consejo y cada exigencia dejaron una huella en mi formación como ingeniero y como persona.

A mis padres, gracias infinitas. Ustedes son el pilar de todo lo que soy. Gracias por su amor incondicional, por su esfuerzo silencioso, por confiar en mí incluso cuando yo dudaba. Este logro también les pertenece, porque detrás de cada avance estuvo su apoyo, su ejemplo y su sacrificio.

A mis amigos y compañeros de clase, en especial a Ana, Aleida, Valeria y Bruno, gracias por los desvelos, las risas, el estrés compartido y las metas alcanzadas juntos. Hicieron que este camino fuera más ligero y significativo. El compañerismo que construimos fue fundamental para no rendirnos.

A mis amigos del deporte, gracias por ser mi equilibrio. En cada entrenamiento encontré disciplina, fortaleza mental y resiliencia, cualidades que fueron esenciales para mantenerme firme durante los momentos más demandantes de la carrera.

Y finalmente, a todas las personas que, de una u otra forma, estuvieron presentes durante este proceso: gracias por cada palabra de ánimo, por cada gesto de apoyo y por cada momento compartido. Este logro no es individual; es el resultado del esfuerzo colectivo y del amor de quienes caminan conmigo.

# ÍNDICE GENERAL

---

DEDICATORIA .....	1
AGRADECIMIENTOS .....	2
ÍNDICE DE FIGURAS.....	6
ÍNDICE DE TABLAS .....	7
1 CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	8
1.1 INTRODUCCIÓN .....	8
1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	9
1.3 JUSTIFICACIÓN DEL ESTUDIO.....	10
1.4 OBJETIVOS .....	12
1.4.1 Objetivo general.....	12
1.4.2 Objetivos específicos.....	12
1.5 ALCANCES.....	12
1.6 LIMITACIONES .....	13
1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS .....	14
2 CAPÍTULO 2: ELECTROBISTURÍ Y ETAPA DE POTENCIA.....	15
2.1 ELECTROCIRUGÍA Y ELECTROBISTURÍ.....	15
2.1.1 DEFINICIÓN Y APLICACIONES DEL ELECTROBISTURÍ .....	15
2.1.2 PRINCIPIOS FÍSICOS DE LA ELECTROCIRUGÍA .....	16
2.1.3 MODOS DE OPERACIÓN: CORTE Y COAGULACIÓN .....	17
2.1.4 CONFIGURACIÓN MONOPOLAR Y BIPOLAR.....	18
2.1.5 DIFERENCIA ENTRE ELECTROBISTURÍ Y ELECTROCAUTERIO .....	19
2.2 INTERACCIÓN ELÉCTRICA CON EL TEJIDO BIOLÓGICO .....	19
2.2.1 CORRIENTE DE ALTA FRECUENCIA APLICADA AL TEJIDO .....	20
2.2.2 EL TEJIDO COMO CARGA ELÉCTRICA.....	20
2.2.3 VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA DURANTE LA CIRUGÍA .....	21
2.2.4 IMPLICACIONES PARA EL DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA .....	22
2.3 ETAPA DE POTENCIA EN ELECTROBISTURÍ.....	22
2.3.1 FUNCIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	23
2.3.2 REQUISITOS ELÉCTRICOS BÁSICOS.....	23
2.3.3 RANGO DE POTENCIA Y FRECUENCIA DE OPERACIÓN.....	24
2.4 AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN ELECTROCIRUGÍA .....	24
2.4.1 AMPLIFICADORES LINEALES .....	25

2.4.2	AMPLIFICADORES CONMUTADOS .....	25
2.4.3	JUSTIFICACIÓN DEL USO DE TOPOLOGÍAS EFICIENTES .....	26
2.5	AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE E.....	26
2.5.1	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO .....	27
2.5.2	VENTAJAS DEL AMPLIFICADOR CLASE E.....	28
2.5.3	VENTAJAS DEL AMPLIFICADOR CLASE E EN ELECTROCIRUGÍA .....	28
2.5.4	RELACIÓN CON TRABAJOS PREVIOS .....	29
2.6	CONSIDERACIONES DE SEGURIDAD .....	30
2.6.1	RIESGOS ELÉCTRICOS BÁSICOS .....	30
2.6.2	AISLAMIENTO Y PROTECCIÓN DEL PACIENTE.....	30
2.7	ETAPAS DE POTENCIA EN ELECTROBISTURÍES REPORTADOS. ....	31
3	CAPÍTULO 3: DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA .....	35
3.1	ENFOQUE METODOLÓGICO DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN .....	35
3.1.1	ALCANCE Y DELIMITACIONES DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN .....	36
3.1.2	JUSTIFICACIÓN DEL USO DE SIMULACIÓN ELECTRÓNICA.....	36
3.2	ESPECIFICACIONES GENERALES DE DISEÑO.....	37
3.2.1	REQUERIMIENTOS FUNCIONALES DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	38
3.2.2	PARÁMETROS ELÉCTRICOS .....	39
3.2.3	CONDICIONES CONSIDERADAS DE CARGA.....	40
3.2.4	CRITERIOS DE DESEMPEÑO ENERGÉTICO .....	41
3.3	SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DE AMPLIFICACIÓN .....	42
3.3.1	ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA RF.....	44
3.3.2	AMPLIFICADORES DE POTENCIA LINEALES .....	45
3.3.3	AMPLIFICADORES DE POTENCIA CONMUTADOS Y TOPOLOGÍA SELECCIONADA .....	45
3.4	DISEÑO TEÓRICO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE E .....	46
3.4.1	FUNDAMENTOS Y CONDICIONES DE ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR CLASE E.....	47
3.4.2	ECUACIONES FUNDAMENTALES DEL AMPLIFICADOR CLASE E.....	48
3.4.3	DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA ÓPTIMA DE CARGA .....	51
3.4.4	CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS REACTIVOS DEL AMPLIFICADOR CLASE E	52
3.5	SELECCIÓN DEL DISPOSITIVO ACTIVO .....	54
3.5.1	CRITERIOS DE SELECCIÓN DEL DISPOSITIVO ACTIVO.....	55

3.5.2	DISPOSITIVO SELECCIONADO Y JUSTIFICACIÓN.....	55
3.6	DISEÑO DE LA RED DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA .....	57
3.6.1	NECESIDAD DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA.....	58
3.6.2	ANÁLISIS DE REDES DE ADAPTACIÓN .....	59
3.6.3	SELECCIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN TIPO T.....	61
3.6.4	CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS DE LA RED T .....	62
3.6.5	INTEGRACIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN CON EL AMPLIFICADOR... 66	
4	CAPÍTULO 4: RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LA ETAPA DE POTENCIA CLASE E ..	71
4.1	INTRODUCCIÓN A LOS RESULTADOS OBTENIDOS.....	71
4.2	ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA DE SALIDA.....	72
4.2.1	MODO DE CORTE CONTINUO (CORTE PURO) .....	72
4.2.2	MODO DE CORTE-COAGULACIÓN CON CICLO DE TRABAJO 50 % ON – 50 % OFF	73
4.2.3	MODOS DE COAGULACIÓN CON DISTINTOS CICLOS DE TRABAJO .....	75
4.3	POTENCIA ENTREGADA A LA CARGA.....	77
4.4	EFICIENCIA ENERGÉTICA DE LA ETAPA DE POTENCIA .....	79
4.5	COMPARACIÓN ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS Y SIMULADOS .....	82
4.6	LIMITACIONES DEL ANÁLISIS REALIZADO.....	84
5	CAPÍTULO 5 DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	86
5.1	DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS .....	86
5.2	COMPARACIÓN DEL COMPORTAMIENTO TEÓRICO Y SIMULADO .....	87
5.3	EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	88
5.4	LIMITACIONES DEL TRABAJO.....	89
6	CAPITULO 6: CONCLUSIONES.....	91
7	REFERENCIAS .....	93
	ANEXOS.....	95
	ANEXO 1 CÓDIGO DE ARDUINO PARA LA ETAPA DE CONTROL.....	95
	ANEXO 2 HOJA DE DATOS .....	96
	ANEXO 3 DRIVER.....	103

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 1.1: Diagrama de bloques de un electrobisturí monopolar. ....	11
Figura 2.1: Diferentes modos de operación del electrobisturí de Valleylab FT10 .....	17
Figura 2.2: Diagrama de un sistema monopolar .....	18
Figura 2.3: Diagrama de un sistema bipolar. ....	19
Figura 2.4: Impedancia equivalente para fines de análisis y simulación. ....	21
Figura 2.5: El esquema básico de un amplificador Clase E. ....	27
Figura 2.6: Diagrama de bloques generales basado en los artículos analizados. ....	32
Figura 3.1: Especificaciones generales de diseño de la etapa de potencia. ....	37
Figura 3.2: Tipos más habituales de redes de adaptación. ....	59
Figura 3.3: Red de adaptación Tipo T. ....	61
Figura 3.4: Generador de señal portadora.....	66
Figura 3.5: Etapa de control del electrobisturí.....	67
Figura 3.6: Etapa de Driver.....	68
Figura 3.7: Etapa de potencia y red T implementada en el circuito final en proteus. ....	69
Figura 3.8: Amplificador clase E con red de adaptación T. ....	70
Figura 4.1: Forma de onda de voltaje en la carga en modo de corte continuo.....	73
Figura 4.2: Forma de onda de salida en modo corte–coagulación con ciclo de trabajo del 50 %... ..	74
Figura 4.3: Forma de onda de salida en modo corte–coagulación con ciclo de trabajo del 75 % ON – 25 % OFF.....	76
Figura 4.4: Forma de onda de salida en modo corte–coagulación con ciclo de trabajo del 25 % ON – 75 % OFF.....	76
Figura 4.5: Gráfica comparativa Vrms teórico vs practico. ....	83
Figura 4.6: Gráfica de relación de eficiencia teórica vs práctica. ....	83
A.1. Hoja de datos 1 .....	96
A.1. Hoja de datos 2 .....	97
A.1. Hoja de datos 3 .....	98
A.1. Hoja de datos 4 .....	99
A.1. Hoja de datos 5 .....	100
A.1. Hoja de datos 6 .....	101
A.1. Hoja de datos 7 .....	102

## ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 1.1: Medición de salida del electrobisturí . . . . .	33
Tabla 1.2: Resultados de medición en el circuito inversor de potencia (Modo de corte) . . . . .	33
Tabla 1.3: Resultados de medición en el circuito inversor de potencia (Modo de coagulación) . . . . .	33
Tabla 3.1: Parámetros eléctricos de operación de la etapa de potencia. . . . .	40
Tabla 3.2: Modelo de carga considerado en la simulación. . . . .	41
Tabla 3.3: Comparación general de topologías de amplificadores de potencia RF. . . . .	43
Tabla 3.4: Valores calculados de los elementos reactivos del amplificador Clase E. . . . .	54
Tabla 3.5: Parámetros eléctricos relevantes del MOSFET IRF740. . . . .	57
Tabla 3.6: Valores de diseño de las diferentes potencias. . . . .	65
Tabla 4.1: Datos prácticos del circuito implementado. . . . .	77
Tabla 4.2: Potencias suministradas por la fuente . . . . .	80
Tabla 4.3: Potencia entregada a la carga para distintos niveles de operación. . . . .	80
Tabla 4.4: Resultados de eficiencia teórica. . . . .	81
Tabla 4.5: Tabla de datos teórica. . . . .	82
Tabla 5.1 Diferencia de eficiencias teórica y simulada . . . . .	87

# 1 CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

---

## 1.1 INTRODUCCIÓN

La electrocirugía se basa en la aplicación de corriente alterna de alta frecuencia para producir efectos térmicos controlados en el tejido biológico, lo que permite realizar funciones como corte, coagulación y sellado vascular. Para este propósito se emplean generadores que operan típicamente en el rango de 1 a 3 MHz, ya que dichas frecuencias no generan estimulación neuromuscular y producen únicamente calentamiento tisular regulado [1], [2].

El uso de frecuencias elevadas permite una interacción más precisa entre el dispositivo y el tejido, favoreciendo procedimientos quirúrgicos que requieren control del sangrado y preservación de la integridad tisular, lo que ha consolidado a la electrocirugía como una herramienta fundamental en la práctica clínica moderna [1], [2].

El empleo del calor con fines terapéuticos tiene antecedentes históricos que se remontan a la antigüedad. En el siglo IV a. C., Hipócrates documentó el uso de quemaduras controladas con propósitos médicos. Posteriormente, durante el siglo XVIII, el desarrollo del electrocauterio permitió la aplicación de calor mediante energía eléctrica; sin embargo, esta técnica carecía de mecanismos precisos para regular la profundidad del daño térmico, lo que dificultaba una adecuada cicatrización del tejido tratado [2].

A finales del siglo XIX, las investigaciones realizadas por Arsène d'Arsonval demostraron que las corrientes eléctricas de alta frecuencia podían generar calor en los tejidos sin provocar respuesta neuromuscular, siempre que se operara por encima de ciertos umbrales de frecuencia. Estos hallazgos sentaron las bases para el desarrollo de la electrocirugía moderna y su posterior adopción en el ámbito hospitalario [3].

Desde su incorporación sistemática a la práctica quirúrgica a mediados del siglo XX, la electrocirugía ha contribuido de manera significativa al avance tecnológico en medicina, al permitir cortes más precisos, la extirpación selectiva de tejidos y un control eficaz del sangrado. No obstante, a pesar de sus ventajas, los equipos de electrocirugía aún presentan limitaciones asociadas a la forma en que la

energía es administrada al tejido, lo que puede dar lugar a lesiones térmicas no intencionadas y complicaciones durante el procedimiento quirúrgico [4].

## **1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

Los equipos de electrocirugía requieren una etapa de potencia capaz de suministrar energía eléctrica de alta frecuencia de manera estable, eficiente y controlada, con el fin de producir efectos térmicos específicos sobre el tejido biológico, tales como corte y coagulación. El desempeño de dicha etapa influye directamente en parámetros críticos del sistema, como la potencia entregada a la carga, la eficiencia energética y la estabilidad de la señal de salida.

Diversos trabajos en la literatura describen la implementación de etapas de potencia para aplicaciones de radiofrecuencia mediante amplificadores que operan en regiones lineales [5], [6].

En la literatura reciente se han reportado diversos trabajos orientados al desarrollo de equipos de electrocirugía que incorporan criterios de eficiencia energética y múltiples modos de operación, como corte y coagulación [5], [6]. Sin embargo, la mayoría de estos estudios se centran en la implementación completa del sistema o en la validación experimental de prototipos, sin realizar un análisis detallado y sistemático de la etapa de potencia como un bloque funcional independiente.

En particular, en la literatura académica se observa que el análisis específico del comportamiento de una etapa de potencia basada en un amplificador de potencia Clase E aplicado a electrocirugía no siempre se aborda de manera aislada, ni bajo condiciones controladas y reproducibles mediante simulación electrónica. Aspectos como la potencia entregada a la carga, la eficiencia energética y las características de las formas de onda de operación suelen evaluarse de forma conjunta con otros bloques del sistema, lo que dificulta una comparación objetiva con distintas topologías de amplificación.

Adicionalmente, en el contexto de proyectos académicos de nivel licenciatura, suelen existir limitaciones de tiempo, recursos e infraestructura experimental que dificultan la construcción y validación física de sistemas de potencia de alta frecuencia. En este escenario, la simulación electrónica se presenta como una herramienta adecuada para el análisis detallado del comportamiento eléctrico de la etapa de potencia, permitiendo evaluar su desempeño sin incurrir en los riesgos asociados a la operación de equipos reales.

A partir de lo anterior, se identifica como problema la falta de un análisis sistemático, desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica, de una etapa de potencia basada en un amplificador Clase E

aplicada a sistemas de electrocirugía, enfocada en la evaluación de la potencia entregada, la eficiencia energética y las características de la señal de salida mediante simulación electrónica.

### **1.3 JUSTIFICACIÓN DEL ESTUDIO**

La electrocirugía constituye una herramienta fundamental en la práctica quirúrgica moderna debido a su capacidad para realizar corte y coagulación de tejidos mediante el uso de corriente eléctrica de alta frecuencia. No obstante, el desempeño y la seguridad de estos dispositivos dependen en gran medida de la forma en que la energía eléctrica es generada y transferida hacia el tejido biológico. Una administración inadecuada de la potencia puede provocar efectos térmicos no deseados, como daño tisular excesivo o quemaduras involuntarias, lo que resalta la importancia de un diseño cuidadoso de los sistemas de potencia empleados en este tipo de equipos [1], [2].

Uno de los principales desafíos asociados a los sistemas de electrocirugía es la variabilidad de la carga eléctrica representada por el tejido biológico. La impedancia del tejido puede cambiar durante el procedimiento quirúrgico en función de factores como el tipo de tejido, su estado fisiológico y el incremento de temperatura. Estas variaciones afectan directamente la potencia entregada y el comportamiento eléctrico del sistema, lo que puede comprometer la eficiencia energética y la predictibilidad del efecto quirúrgico si la etapa de potencia no ha sido adecuadamente diseñada [2].

En este contexto, el análisis y diseño de la etapa de potencia adquieren relevancia desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, ya que este bloque es el encargado de convertir y suministrar la energía eléctrica de radiofrecuencia hacia la carga bajo condiciones de operación variables ver Figura 1.1. El estudio de topologías de amplificación de alta eficiencia, como el amplificador de potencia Clase E, resulta pertinente debido a su capacidad para operar con menores pérdidas energéticas en aplicaciones de radiofrecuencia, lo que representa una ventaja potencial frente a topologías menos eficientes [1].

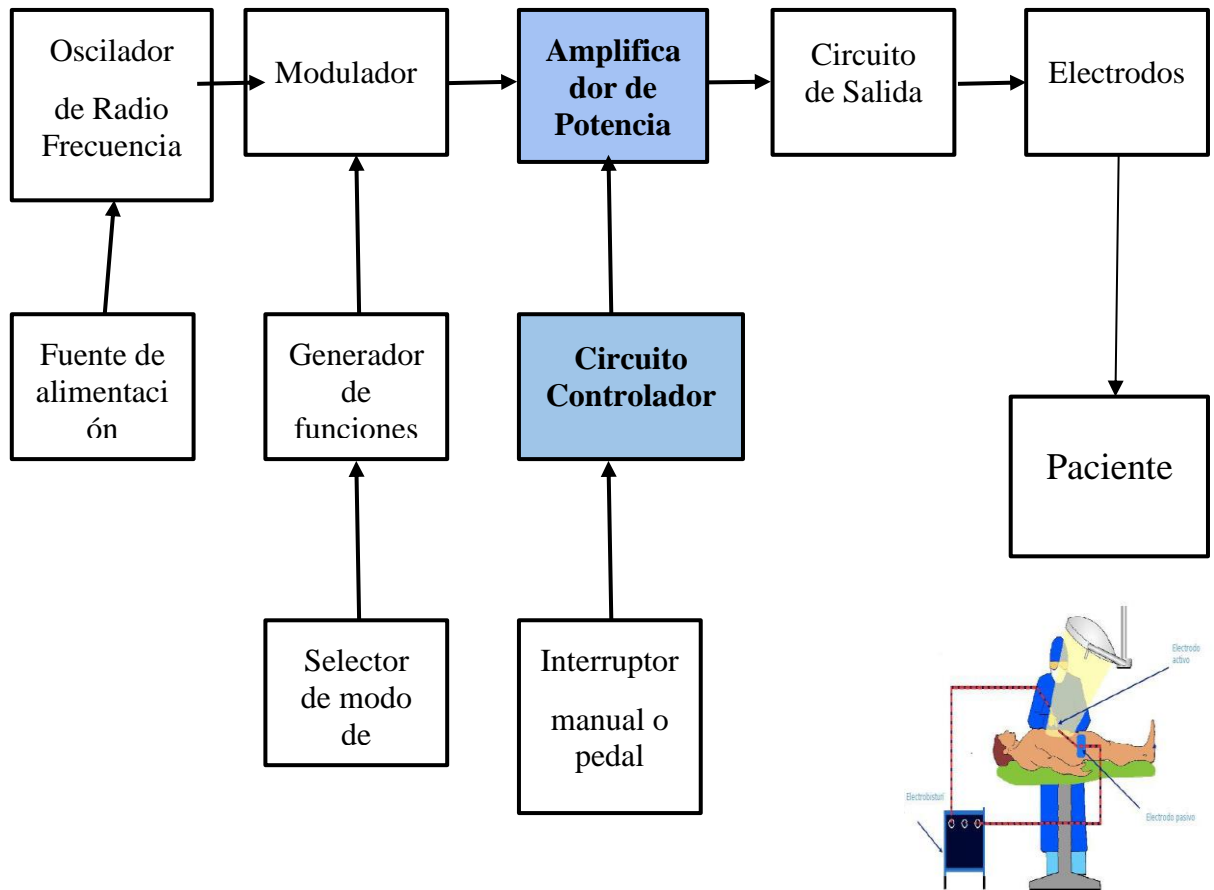


Figura 1.1: Diagrama de bloques de un electrobisturí monopolar.

La realización de simulaciones electrónicas constituye una herramienta adecuada para evaluar el comportamiento de la etapa de potencia antes de su implementación física. Mediante el uso de software especializado es posible analizar formas de onda, niveles de potencia, eficiencia y respuesta del sistema ante cambios en la carga, lo que permite identificar limitaciones y oportunidades de mejora en el diseño sin comprometer la seguridad ni incurrir en costos elevados de prototipado.

Por lo anterior, el presente protocolo de tesis se justifica en la necesidad de analizar y diseñar la etapa de potencia de un dispositivo de electrocirugía, enfocándose en su desempeño eléctrico y energético. Este estudio busca aportar una base técnica sólida para el entendimiento del funcionamiento de la etapa de potencia en aplicaciones de electrocirugía y servir como referencia para desarrollos posteriores orientados a la optimización del desempeño y la integración de estrategias de control.

En el presente protocolo se adopta la configuración de electrocirugía monopolar como caso de estudio. Si bien existen configuraciones monopolares y bipolares, el análisis se limita al sistema

monopolar debido a su uso extendido en aplicaciones quirúrgicas generales y a que permite evaluar de manera representativa el comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia bajo condiciones de carga variables, considerando una carga eléctrica equivalente del tejido biológico.

## **1.4 OBJETIVOS**

### **1.4.1 Objetivo general**

Diseño y análisis de un amplificador Clase E como etapa de potencia de una unidad de electrobisturí monopolar para la protección de quemaduras en pacientes

### **1.4.2 Objetivos específicos**

- Diseñar un modelo de etapa de potencia basado en un amplificador de potencia Clase E para aplicaciones de electrocirugía, utilizando un entorno de simulación electrónica.
- Simular el comportamiento eléctrico de la etapa de potencia mediante el análisis de las formas de onda de voltaje y corriente bajo distintos modos de operación asociados a aplicaciones de corte y coagulación.
- Analizar la potencia entregada a una carga eléctrica del sistema de electrobisturí, a partir de los resultados obtenidos en la simulación.
- Evaluar de manera teórica y mediante simulación la eficiencia energética de la etapa de potencia, considerando la relación entre la potencia suministrada por la fuente y la potencia entregada a la carga.

## **1.5 ALCANCES**

El presente trabajo se limita al análisis y simulación de una etapa de potencia basada en un amplificador de potencia Clase E orientado a aplicaciones de electrocirugía. El estudio se desarrolla exclusivamente en un entorno de simulación electrónica, lo que permite evaluar el comportamiento eléctrico del sistema bajo condiciones controladas y reproducibles.

Dentro de los alcances del estudio se consideran los siguientes aspectos:

- El modelado y simulación de la etapa de potencia Clase E, incluyendo la red resonante y los elementos principales de conmutación.
- El análisis de las formas de onda de salida asociadas a distintos modos de operación, tales como corte y coagulación, implementados mediante variaciones en las condiciones de excitación.

- La evaluación de la potencia entregada a la carga y de la eficiencia energética de la etapa de potencia a partir de los resultados obtenidos en simulación.
- La comparación de los resultados obtenidos con aquellos reportados en trabajos recientes, con el fin de contextualizar el desempeño del sistema analizado.

El análisis desarrollado en este trabajo se orienta a una configuración electroquirúrgica de tipo monopolar, considerando una carga resistiva equivalente que representa el comportamiento eléctrico promedio del tejido biológico. No se aborda el diseño de los electrodos quirúrgicos ni la trayectoria real de la corriente a través del paciente, ya que el estudio se centra exclusivamente en el análisis eléctrico y energético de la etapa de potencia basada en un amplificador Clase E mediante simulación electrónica

El sistema analizado contempla la implementación de los bloques de generación, modulación y control de la señal de excitación, los cuales permiten la evaluación de los distintos modos de operación. No obstante, el alcance del presente trabajo se delimita al análisis del comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia, que constituye el objeto principal de estudio.

## **1.6 LIMITACIONES**

El presente trabajo presenta una serie de limitaciones derivadas principalmente de su enfoque metodológico y del alcance definido para la investigación. En primer lugar, el análisis de la etapa de potencia se realiza exclusivamente mediante simulación electrónica, por lo que los resultados obtenidos dependen directamente de la precisión de los modelos empleados para los dispositivos activos y pasivos utilizados en el entorno de simulación.

Asimismo, la carga considerada en el estudio se modela como una impedancia eléctrica equivalente, lo cual permite simplificar el análisis y evaluar el comportamiento del sistema bajo condiciones controladas. Sin embargo, este modelo no representa de manera completa la compleja y variable impedancia del tejido biológico real, la cual puede cambiar durante la operación de un sistema de electrocirugía.

Otra limitación del estudio es la ausencia de validación experimental mediante la construcción física del circuito y la realización de pruebas de laboratorio. En consecuencia, los resultados presentados deben interpretarse como una aproximación teórica y simulada al comportamiento de la etapa de potencia, sin considerar efectos prácticos como tolerancias de los componentes, pérdidas adicionales, ruido electromagnético o condiciones térmicas reales. Los resultados obtenidos tienen un carácter

exclusivamente académico y no constituyen un diseño clínico ni un dispositivo médico validado para uso en pacientes

Finalmente, el análisis se centra en una topología específica de amplificación, correspondiente al amplificador de potencia Clase E. Si bien esta elección se justifica por su alta eficiencia y su pertinencia para aplicaciones de alta frecuencia, los resultados obtenidos no pueden generalizarse directamente a otras topologías de amplificadores de potencia sin un análisis adicional.

## **1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS**

El presente documento se encuentra organizado en cuatro capítulos, los cuales se describen a continuación:

Capítulo 1. Introducción y planteamiento del problema: se presenta el contexto general de la electrocirugía, se define el problema de investigación, se justifica el estudio y se establecen los objetivos, alcances y limitaciones del trabajo.

Capítulo 2. Marco teórico y estado del arte: se desarrollan los conceptos fundamentales relacionados con la electrocirugía y las etapas de potencia de radiofrecuencia, así como una revisión de trabajos recientes que abordan el uso de amplificadores de alta eficiencia en aplicaciones médicas.

Capítulo 3. Metodología y desarrollo del modelo de simulación: se describe la metodología empleada para el modelado y simulación de la etapa de potencia Clase E, incluyendo los criterios de diseño, los parámetros de simulación y las condiciones de operación analizadas.

Capítulo 4. Resultados y discusión: se presentan los resultados obtenidos a partir de la simulación de la etapa de potencia, se analizan las formas de onda, la potencia entregada a la carga y la eficiencia energética del sistema, y se comparan los resultados con aquellos reportados en la literatura reciente.

Capítulo 5. Discusión y conclusiones: se discuten los resultados obtenidos, se evalúa el desempeño de la etapa de potencia y se presentan las conclusiones finales del trabajo, así como posibles líneas de trabajo futuro.

## **2 CAPÍTULO 2: ELECTROBISTURÍ Y ETAPA DE POTENCIA.**

---

### **2.1 ELECTROCIRUGÍA Y ELECTROBISTURÍ**

La electrocirugía es una técnica quirúrgica que emplea corriente eléctrica de alta frecuencia para generar efectos térmicos controlados sobre el tejido biológico, permitiendo realizar procedimientos de corte, coagulación o una combinación de ambos. A diferencia de los métodos mecánicos tradicionales, esta técnica se basa en la conversión directa de energía eléctrica en calor dentro del tejido, lo que ofrece ventajas clínicas como la reducción del sangrado y un mayor control del procedimiento quirúrgico [5], [6], [3].

La electrocirugía constituye una aplicación directa de la electrónica de potencia y de la radiofrecuencia, ya que requiere la generación, amplificación y entrega controlada de energía eléctrica hacia una carga que no se comporta de manera lineal ni constante. En este contexto, el electrobisturí se identifica como el dispositivo central del sistema electroquirúrgico, al integrar la generación de la señal de alta frecuencia, la etapa de potencia y el acoplamiento eléctrico entre el generador y el paciente [5], [4].

El estudio del electrobisturí resulta relevante no solo por su impacto clínico, sino también por los desafíos técnicos asociados a la interacción eléctrica con el tejido biológico, la variabilidad de la carga y la necesidad de garantizar eficiencia energética y seguridad durante la operación. Estos aspectos han motivado el desarrollo de arquitecturas de potencia optimizadas para aplicaciones de alta frecuencia, como se reporta en estudios recientes sobre sistemas electroquirúrgicos modernos [6], [7].

#### **2.1.1 DEFINICIÓN Y APLICACIONES DEL ELECTROBISTURÍ**

El electrobisturí es un equipo electromédico diseñado para generar y aplicar corriente alterna de alta frecuencia con el propósito de producir efectos térmicos controlados sobre el tejido biológico. Desde la perspectiva de la ingeniería biomédica, puede describirse como un sistema de potencia de radiofrecuencia compuesto por una fuente de alimentación, una etapa de generación de señal, una etapa de amplificación de potencia y un sistema de acoplamiento eléctrico entre el generador y el paciente [5], [6].

A diferencia del bisturí convencional, cuya acción es puramente mecánica, el electrobisturí transforma energía eléctrica en calor directamente dentro del tejido. Esto permite realizar de manera

simultánea el corte del tejido y la hemostasia, reduciendo el sangrado intraoperatorio y mejorando la visibilidad del campo quirúrgico, lo cual resulta especialmente ventajoso en cirugías menores y procedimientos ambulatorios [3], [8].

Las aplicaciones del electrobisturí abarcan diversas áreas de la práctica médica, entre las que destacan la cirugía general superficial, dermatología, odontología, ginecología y procedimientos laparoscópicos. En estos contextos, el control preciso de la potencia entregada y de la forma de la señal eléctrica resulta esencial para garantizar la seguridad del paciente y la eficacia del procedimiento quirúrgico [6], [7].

### **2.1.2 PRINCIPIOS FÍSICOS DE LA ELECTROCIRUGÍA**

El principio físico fundamental de la electrocirugía es el calentamiento resistivo del tejido biológico producido por el paso de corriente eléctrica. Cuando una corriente alterna circula a través de un medio con determinada impedancia, parte de la energía eléctrica se disipa en forma de calor debido a las pérdidas resistivas del tejido, fenómeno que puede describirse mediante las leyes básicas de la electricidad como se muestra a continuación [5], [8].

$$P = I^2 \cdot R \quad (2.1)$$

- P es la potencia disipada en forma de calor.
- I es la corriente eléctrica aplicada al tejido.
- R es la componente resistiva de la impedancia del tejido.

En electrocirugía se emplean frecuencias típicamente superiores a los 300 kHz con el objetivo de evitar la estimulación neuromuscular y otros efectos electrofisiológicos indeseados. A estas frecuencias, la corriente eléctrica no provoca contracciones musculares ni interferencias nerviosas, concentrando su efecto principalmente en el aumento de la temperatura del tejido biológico [6], [9].

La cantidad de calor generada depende de factores como la densidad de corriente, la impedancia del tejido, el tiempo de aplicación de la energía y la geometría del electrodo activo. Una alta densidad de corriente concentrada en un área pequeña produce un incremento rápido de temperatura, mientras que una densidad menor distribuida sobre una superficie mayor genera un calentamiento progresivo, permitiendo obtener distintos efectos tisulares de manera controlada [8], [9].

### 2.1.3 MODOS DE OPERACIÓN: CORTE Y COAGULACIÓN

El electrobisturí puede operar en distintos modos, los cuales se diferencian principalmente por la forma de la señal eléctrica aplicada al tejido y la densidad de potencia resultante. Estos modos determinan el tipo de efecto térmico producido durante el procedimiento quirúrgico [5], [3].

El modo de corte se obtiene mediante la aplicación de una señal de alta frecuencia prácticamente continua. Esta condición genera un calentamiento rápido del tejido hasta alcanzar temperaturas superiores al punto de ebullición del agua intracelular, provocando la vaporización del contenido celular y la separación del tejido [6], [8].

Por otro lado, el modo de coagulación emplea señales moduladas o interrumpidas, generalmente con mayor voltaje pico. Este tipo de señal produce un calentamiento más lento, permitiendo la desnaturalización de proteínas y el sellado de pequeños vasos sanguíneos sin una vaporización significativa del tejido, reduciendo el sangrado [5], [9].

La diferencia entre los modos de corte y coagulación se muestra de forma esquemática en la Figura 2.1.

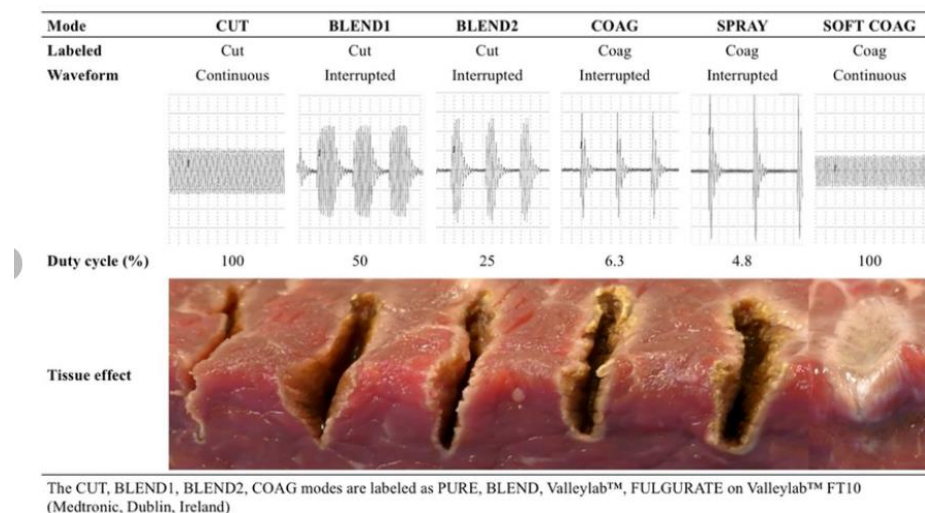


Figura 2.1: Diferentes modos de operación del electrobisturí de Valleylab FT10 [17].

## 2.1.4 CONFIGURACIÓN MONOPOLAR Y BIPOLAR

La aplicación de la corriente eléctrica en electrocirugía puede realizarse mediante configuraciones monopolar o bipolar, las cuales determinan la trayectoria de la corriente a través del cuerpo del paciente [5], [6], [7].

En la configuración monopolar Figura 2.2, la corriente fluye desde el electrodo activo hacia el tejido y retorna al generador a través de un electrodo de dispersión de gran área colocado en otra región del cuerpo. Esta configuración permite trabajar sobre áreas amplias, pero requiere un control adecuado del electrodo de retorno para evitar concentraciones indeseadas de corriente [7], [10].

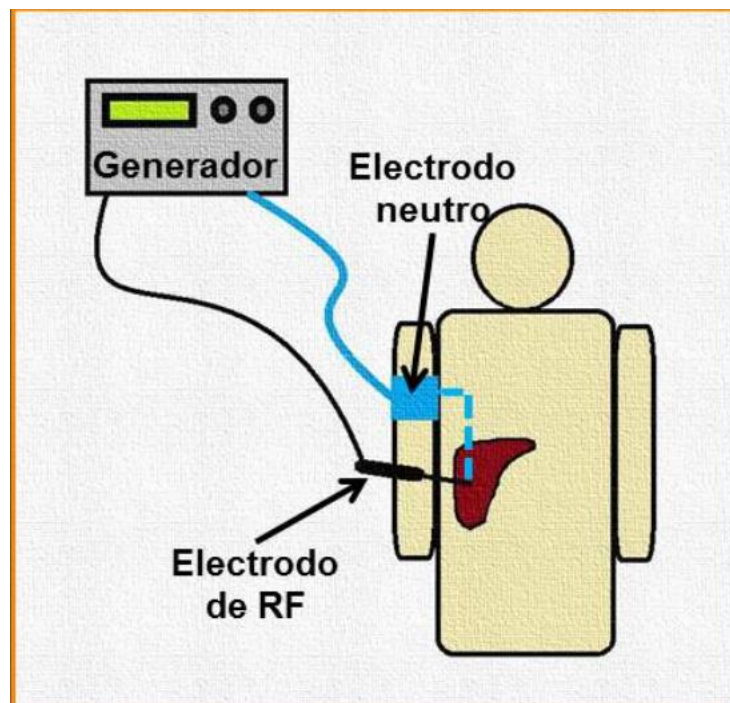


Figura 2.2: Diagrama de un sistema monopolar [18].

En la configuración bipolar, Figura 2.3, ambos electrodos se encuentran integrados en el mismo instrumento quirúrgico, de modo que la corriente circula únicamente a través del tejido comprendido entre ellos. Esta disposición reduce la trayectoria de la corriente, mejora el control del efecto térmico y disminuye el riesgo de daños en zonas alejadas del sitio quirúrgico [6], [10].

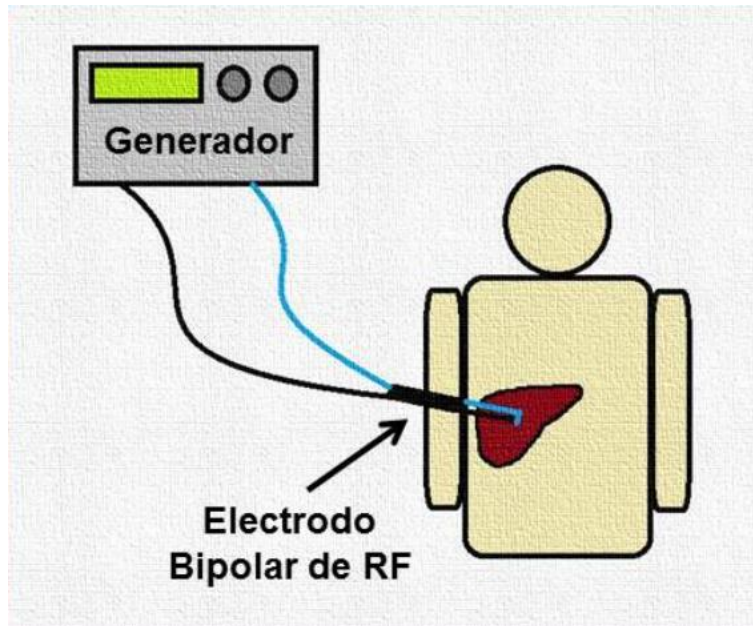


Figura 2.3: Diagrama de un sistema bipolar [18].

### 2.1.5 DIFERENCIA ENTRE ELECTROBISTURÍ Y ELECTROCAUTERIO

Aunque en la práctica clínica suelen confundirse, el electrobisturí y el electrocauterio son dispositivos con principios de funcionamiento distintos. El electrocauterio utiliza un elemento metálico calentado eléctricamente que transfiere calor al tejido por contacto directo, sin que la corriente eléctrica atraviese el cuerpo del paciente [8], [11].

En contraste, el electrobisturí aplica corriente de alta frecuencia directamente al tejido biológico, generando calor internamente debido a las pérdidas resistivas del medio. Esta diferencia es fundamental desde el punto de vista de la ingeniería electrónica, ya que el electrobisturí requiere una etapa de potencia de radiofrecuencia capaz de interactuar con una carga compleja y variable, aspecto central en el análisis desarrollado en este trabajo [5], [6].

## 2.2 INTERACCIÓN ELÉCTRICA CON EL TEJIDO BIOLÓGICO

La interacción eléctrica entre el electrobisturí y el tejido biológico constituye uno de los aspectos más relevantes de la electrocirugía, ya que el tejido humano no se comporta como una carga eléctrica ideal ni constante. Desde el punto de vista ingenieril, el tejido puede modelarse como una impedancia compleja cuya magnitud depende de la frecuencia de operación, del tipo de tejido y de su estado fisiológico durante la aplicación de la energía eléctrica [5], [3].

Esta interacción condiciona directamente la potencia entregada al tejido y, por tanto, el efecto térmico producido durante el procedimiento quirúrgico. En consecuencia, la comprensión del comportamiento eléctrico del tejido resulta fundamental para el análisis y diseño de la etapa de potencia del electrobisturí, especialmente en sistemas que operan a altas frecuencias y con niveles elevados de potencia [6], [4].

### **2.2.1 CORRIENTE DE ALTA FRECUENCIA APLICADA AL TEJIDO**

En electrocirugía se emplea corriente alterna de alta frecuencia, típicamente en el rango de cientos de kilohertzio, con el objetivo de evitar la estimulación neuromuscular y nerviosa del paciente. A estas frecuencias, los tejidos excitables dejan de responder a la señal eléctrica y el efecto dominante de la corriente es la generación de calor por pérdidas resistivas [5], [6].

Cuando la corriente de alta frecuencia atraviesa el tejido biológico, la energía eléctrica se disipa principalmente en forma de calor debido a la resistencia efectiva del medio. Este fenómeno, conocido como calentamiento óhmico, es el mecanismo fundamental mediante el cual se producen los efectos quirúrgicos de corte y coagulación [7], [10].

Desde el punto de vista del diseño del electrobisturí, la magnitud de la corriente y la frecuencia de operación deben seleccionarse cuidadosamente. Un nivel excesivo de energía puede provocar carbonización del tejido y daños térmicos no deseados, mientras que una energía insuficiente compromete la eficacia del procedimiento. Por esta razón, los sistemas electrocirúrgicos modernos incorporan mecanismos de control de potencia que permiten ajustar la energía entregada en función de las condiciones de operación [4], [13].

### **2.2.2 EL TEJIDO COMO CARGA ELÉCTRICA**

El tejido biológico presenta un comportamiento eléctrico complejo que puede representarse mediante una impedancia dependiente de la frecuencia. Esta impedancia está formada por componentes resistivos y capacitivos asociados a la conductividad de los fluidos corporales, las membranas celulares y la estructura interna del tejido [3], [7].

A diferencia de una carga eléctrica convencional, la impedancia del tejido no es constante y puede variar significativamente durante el procedimiento quirúrgico. No obstante, a las frecuencias utilizadas en electrocirugía, muchos tejidos presentan un comportamiento predominantemente

resistivo, lo que permite su representación aproximada mediante una resistencia equivalente para fines de análisis y simulación Figura 2.4 [5], [11].

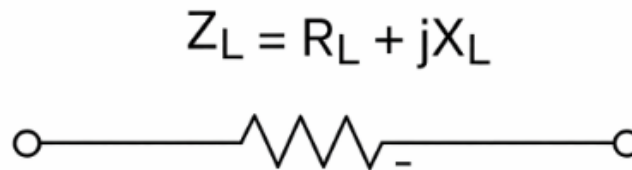


Figura 2.4: Impedancia equivalente para fines de análisis y simulación.

El uso de una carga resistiva equivalente resulta especialmente útil en estudios de simulación electrónica, ya que permite evaluar de manera controlada la potencia entregada, la eficiencia de la etapa de potencia y el comportamiento del sistema bajo condiciones nominales de operación, sin recurrir a modelos fisiológicos complejos [6], [12].

### **2.2.3 VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA DURANTE LA CIRUGÍA**

Durante el procedimiento electrocirúrgico, la impedancia del tejido puede variar de manera significativa como consecuencia del calentamiento, la deshidratación y los cambios estructurales inducidos por el efecto térmico. Conforme el tejido se coagula o carboniza, su impedancia eléctrica tiende a incrementarse, modificando la corriente que circula por el sistema [7], [11].

Estas variaciones pueden provocar fluctuaciones en la potencia entregada al tejido, lo que representa un desafío importante para el diseño del electrobisturí. Un incremento no controlado de la impedancia puede reducir la eficacia del corte o la coagulación, mientras que una disminución abrupta puede generar sobrecorrientes y efectos térmicos no deseados [3], [8].

Diversos estudios han reportado que la impedancia del tejido no solo depende del tipo de tejido, sino también del tiempo de aplicación de la energía y del modo de operación seleccionado. Este comportamiento justifica la necesidad de considerar márgenes de operación adecuados en el diseño de la etapa de potencia y refuerza la conveniencia de emplear arquitecturas capaces de tolerar variaciones dinámicas de carga [6], [11], [12].

## **2.2.4 IMPLICACIONES PARA EL DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA**

La naturaleza variable de la impedancia del tejido biológico tiene implicaciones directas en el diseño de la etapa de potencia del electrobisturí. En particular, la etapa de potencia debe ser capaz de mantener una operación estable ante cambios dinámicos de carga, garantizando una entrega de energía controlada y eficiente durante todo el procedimiento quirúrgico [5], [6].

Desde el punto de vista ingenieril, esta condición favorece el uso de topologías de amplificación de alta eficiencia y baja disipación térmica, capaces de operar de forma segura incluso cuando la carga se desvía de su valor nominal. Asimismo, el empleo de modelos de carga resistiva equivalente en simulación permite analizar el comportamiento del sistema bajo escenarios controlados y reproducibles, estableciendo una base sólida para estudios comparativos y análisis posteriores [12], [13].

En el contexto del presente trabajo, la interacción eléctrica con el tejido se aborda mediante un modelo de carga equivalente que representa condiciones promedio de operación. Este enfoque es consistente con lo reportado en la literatura reciente y resulta adecuado para el análisis de la etapa de potencia basada en un amplificador Clase E en un entorno de simulación electrónica [6], [4], [13].

## **2.3 ETAPA DE POTENCIA EN ELECTROBISTURÍ**

La etapa de potencia constituye uno de los bloques funcionales más importantes del electrobisturí, ya que es la encargada de amplificar la señal de radiofrecuencia generada hasta niveles de potencia suficientes para producir los efectos térmicos deseados en el tejido biológico Figura 1.1. Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, esta etapa debe cumplir simultáneamente con requisitos de eficiencia energética, estabilidad operativa y capacidad de manejo de potencia bajo condiciones de carga variables [5], [6].

A diferencia de aplicaciones convencionales de radiofrecuencia, en electrocirugía la carga está representada por el tejido biológico, cuya impedancia puede variar de forma significativa durante el procedimiento. Esta característica impone exigencias adicionales al diseño de la etapa de potencia, ya que debe garantizar una entrega de energía controlada incluso ante cambios dinámicos en la carga [3], [4].

### **2.3.1 FUNCIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA**

La función principal de la etapa de potencia en un electrobisturí es elevar el nivel de potencia de una señal de alta frecuencia hasta valores adecuados para su aplicación quirúrgica. Esta señal, una vez amplificada, se entrega al tejido biológico a través del sistema de acoplamiento, generando los efectos térmicos de corte o coagulación [5].

La etapa de potencia puede modelarse como un amplificador de potencia de radiofrecuencia, cuya salida debe proporcionar una forma de onda adecuada, niveles controlados de tensión y corriente, y una operación estable durante intervalos prolongados de tiempo. El desempeño de esta etapa influye directamente en la eficiencia global del sistema, la disipación térmica y la confiabilidad del equipo electroquirúrgico [4], [7].

Además, la etapa de potencia debe ser capaz de operar bajo distintos modos de trabajo, asociados a variaciones en la forma de la señal o en el nivel de potencia entregada, sin comprometer la seguridad del paciente ni la integridad del sistema electrónico [6], [3].

### **2.3.2 REQUISITOS ELÉCTRICOS BÁSICOS**

El diseño de la etapa de potencia para aplicaciones de electrocirugía debe cumplir una serie de requisitos eléctricos fundamentales. En primer lugar, la etapa debe ser capaz de operar a frecuencias elevadas, típicamente superiores a los 300 kHz, evitando así la estimulación neuromuscular y garantizando que el efecto dominante de la corriente sea térmico [5], [6].

Otro requisito esencial es la capacidad de manejar niveles elevados de potencia, que pueden variar desde decenas hasta varios cientos de watts, dependiendo del tipo de procedimiento quirúrgico y del modo de operación seleccionado. Esta condición implica la selección adecuada de dispositivos activos capaces de soportar tensiones y corrientes elevadas sin entrar en regiones de operación insegura [4], [8].

Asimismo, la etapa de potencia debe presentar una alta eficiencia energética. Una eficiencia baja se traduce en mayores pérdidas por disipación térmica, lo que incrementa la temperatura de los dispositivos activos y reduce la confiabilidad del sistema. Por esta razón, la eficiencia constituye un criterio de diseño clave en sistemas electroquirúrgicos modernos [7], [9].

Finalmente, la etapa de potencia debe ser capaz de tolerar variaciones en la impedancia de la carga sin perder estabilidad. Este requisito resulta especialmente relevante en electrocirugía, donde la impedancia del tejido puede cambiar durante el procedimiento, afectando la corriente y la potencia entregada [3], [10].

### **2.3.3 RANGO DE POTENCIA Y FRECUENCIA DE OPERACIÓN**

Los electrobisturíes modernos operan típicamente en rangos de frecuencia comprendidos entre cientos de kilohertz y algunos megahertz, siendo común el uso de frecuencias en el orden de los 300 kHz a 500 kHz para aplicaciones generales de corte y coagulación. Este rango de operación permite un compromiso adecuado entre eficiencia energética, control del efecto térmico y seguridad del paciente [5], [6].

En cuanto a la potencia, los niveles requeridos dependen del tipo de aplicación quirúrgica y del modo de operación seleccionado. Procedimientos de corte suelen requerir potencias más elevadas y señales prácticamente continuas, mientras que la coagulación puede realizarse con niveles de potencia menores y señales moduladas. Desde el punto de vista del diseño eléctrico, estos requerimientos implican que la etapa de potencia debe ser capaz de operar de manera eficiente en un rango amplio de niveles de potencia [4], [7].

La selección del rango de frecuencia y potencia condiciona directamente la topología del amplificador de potencia, el diseño de las redes resonantes asociadas y la selección de los dispositivos activos. En este contexto, resulta fundamental analizar arquitecturas de amplificación que permitan una operación eficiente a altas frecuencias y con potencias elevadas, como se desarrolla en los apartados siguientes del presente capítulo [8], [9].

## **2.4 AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN ELECTROCIRUGÍA**

La selección del amplificador de potencia constituye una de las decisiones de diseño más relevantes en un sistema electroquirúrgico, ya que de ella dependen directamente la eficiencia energética, la estabilidad operativa y la capacidad de manejo de potencia de la etapa de salida. El electrobisturí puede analizarse como un sistema de radiofrecuencia en el que el amplificador de potencia debe operar a frecuencias elevadas y bajo condiciones de carga altamente variables [5], [6].

En aplicaciones de electrocirugía, los amplificadores de potencia deben cumplir simultáneamente con requisitos que rara vez se presentan de forma conjunta en otras aplicaciones de RF: operación continua o cuasi-continua, niveles elevados de potencia, alta eficiencia energética y tolerancia a variaciones dinámicas de la carga. Estas condiciones hacen que la elección de la topología de amplificación sea un aspecto crítico del diseño [3], [4].

### **2.4.1 AMPLIFICADORES LINEALES**

Los amplificadores de potencia lineales, tales como las topologías Clase A, B y AB, se caracterizan por amplificar la señal de entrada de forma proporcional, preservando la forma de onda original. Desde el punto de vista del análisis teórico, estas topologías presentan un comportamiento predecible y relativamente sencillo de modelar, lo que ha favorecido su uso en aplicaciones de baja y mediana potencia [7].

Sin embargo, en aplicaciones de electrocirugía, los amplificadores lineales presentan limitaciones importantes. En particular, su eficiencia energética es inherentemente baja, ya que el dispositivo activo opera durante una porción significativa del ciclo de la señal en regiones donde se disipa potencia considerable en forma de calor. Esta condición resulta especialmente desfavorable cuando se requiere operar a niveles elevados de potencia y durante intervalos prolongados [3], [8].

Además, a frecuencias del orden de cientos de kilohertz, las pérdidas asociadas a la disipación térmica y a los elementos de polarización incrementan de forma significativa, lo que complica el diseño térmico del sistema y reduce la confiabilidad del equipo. Por estas razones, el uso de amplificadores lineales en electrocirugía suele limitarse a aplicaciones de potencia reducida o a etapas auxiliares del sistema [6], [4].

### **2.4.2 AMPLIFICADORES CONMUTADOS**

Los amplificadores de potencia conmutados, tales como las topologías Clase D y Clase E, operan bajo un principio distinto al de los amplificadores lineales. En estas arquitecturas, el dispositivo activo se utiliza principalmente como un interruptor, alternando entre estados de conducción y corte, lo que permite reducir de manera significativa las pérdidas por disipación [4], [9].

Desde el punto de vista de la ingeniería de potencia, la principal ventaja de los amplificadores conmutados es su alta eficiencia energética, la cual resulta especialmente atractiva en aplicaciones donde se manejan niveles elevados de potencia. Mediante el uso de redes resonantes y técnicas de

conformación de formas de onda, es posible aproximar condiciones de conmutación suave, reduciendo el solapamiento entre tensión y corriente en el dispositivo activo [8], [10].

En el contexto de la electrocirugía, los amplificadores conmutados ofrecen ventajas adicionales, como una menor disipación térmica, mayor densidad de potencia y una mejor adaptación a entornos de simulación electrónica. Estas características facilitan el análisis del comportamiento energético del sistema y permiten evaluar distintas condiciones de operación sin necesidad de rediseñar completamente la etapa de potencia [5], [9].

### **2.4.3 JUSTIFICACIÓN DEL USO DE TOPOLOGÍAS EFICIENTES**

La necesidad de emplear topologías de amplificación eficientes en sistemas electroquirúrgicos se justifica principalmente por consideraciones energéticas y térmicas. Una etapa de potencia con baja eficiencia implica mayores pérdidas internas, incremento de la temperatura de los dispositivos activos y una reducción en la confiabilidad del sistema, aspectos críticos en equipos destinados a operación continua [4], [8].

Desde la perspectiva del diseño electrónico, el uso de amplificadores conmutados permite maximizar la potencia útil entregada a la carga y minimizar las pérdidas internas del sistema. Esta característica resulta particularmente relevante en electrocirugía, donde la carga presenta variaciones dinámicas y el control preciso de la energía entregada es un requisito fundamental [6], [3].

Adicionalmente, las topologías eficientes facilitan el análisis comparativo del desempeño energético del sistema, permitiendo evaluar parámetros como potencia entregada, eficiencia y comportamiento de las formas de onda bajo condiciones controladas. Este enfoque resulta consistente con el uso de herramientas de simulación electrónica en proyectos académicos de ingeniería eléctrica, donde se busca aislar el comportamiento de la etapa de potencia y analizarlo de forma sistemática [5], [9].

En este contexto, el estudio de topologías de amplificación conmutada, particularmente aquellas diseñadas para operar a altas frecuencias y con alta eficiencia, constituye una base sólida para el análisis de la etapa de potencia propuesta en este trabajo, como se desarrolla en el apartado siguiente.

## **2.5 AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE E**

El amplificador de potencia Clase E es una topología conmutada diseñada para operar con alta eficiencia a frecuencias elevadas, mediante el control de las condiciones de conmutación del

dispositivo activo Figura 2.5. A diferencia de los amplificadores lineales, el amplificador Clase E busca minimizar las pérdidas de potencia asegurando que la conmutación del interruptor ocurra bajo condiciones de tensión o corriente cercanas a cero, reduciendo así la disipación energética en el dispositivo [8], [10].

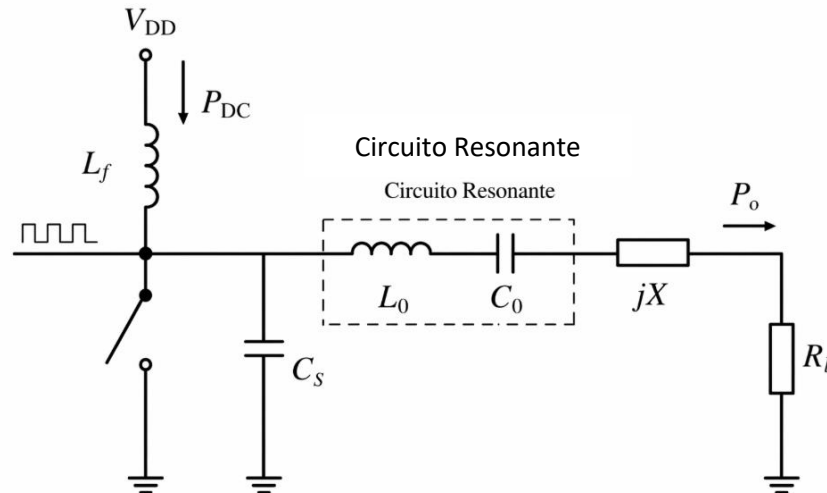


Figura 2.5: El esquema básico de un amplificador Clase E [19].

Esta topología resulta particularmente atractiva para aplicaciones de radiofrecuencia y potencia media–alta, donde la eficiencia energética y el control térmico son factores críticos. Estas características han motivado su uso y estudio en sistemas electroquirúrgico modernos, en los cuales se requiere operar a frecuencias del orden de cientos de kilohertz y entregar potencias elevadas de forma estable [4], [9].

### 2.5.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El principio de funcionamiento del amplificador Clase E se basa en la operación del dispositivo activo como un interruptor controlado, generalmente un transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), acompañado de una red resonante formada por elementos inductivos y capacitivos. Esta red se diseña de tal manera que, al momento de la conmutación, la tensión o la corriente en el dispositivo sea mínima, logrando condiciones de conmutación suave [10].

Durante el estado de conducción, el dispositivo permite el flujo de corriente hacia la carga a través de la red resonante. En el estado de corte, la energía almacenada en los elementos reactivos se redistribuye, conformando una forma de onda de tensión que evita el solapamiento significativo entre

corriente y voltaje en el dispositivo activo. Este comportamiento es el responsable de la alta eficiencia teórica del amplificador Clase E [8].

Desde el punto de vista del análisis eléctrico, el diseño del amplificador Clase E depende de parámetros como la frecuencia de operación, la impedancia de carga y el nivel de potencia requerido. La correcta selección de estos parámetros permite optimizar las formas de onda y maximizar la eficiencia del sistema, aspecto fundamental en aplicaciones de electrocirugía [4], [9].

### **2.5.2 VENTAJAS DEL AMPLIFICADOR CLASE E**

Una de las principales ventajas del amplificador Clase E es su alta eficiencia energética, que en condiciones ideales puede superar ampliamente la de los amplificadores lineales y otras topologías conmutadas. Esta característica permite reducir las pérdidas por disipación térmica, facilitando el diseño térmico del sistema y mejorando la confiabilidad del equipo [8], [10].

Otra ventaja relevante es su capacidad para operar a frecuencias elevadas con una estructura relativamente simple, basada en un número reducido de componentes reactivos. Esto resulta especialmente conveniente en aplicaciones de ingeniería eléctrica donde se busca analizar y optimizar el comportamiento energético del sistema mediante simulación electrónica [9].

Adicionalmente, el amplificador Clase E presenta una alta densidad de potencia, lo que permite obtener niveles elevados de salida utilizando dispositivos activos compactos. Esta característica es particularmente atractiva en el diseño de equipos electroquirúrgico, donde el tamaño, la eficiencia y la estabilidad son criterios de diseño fundamentales [4].

### **2.5.3 VENTAJAS DEL AMPLIFICADOR CLASE E EN ELECTROCIRUGÍA**

En el contexto de la electrocirugía, el uso del amplificador Clase E ofrece ventajas específicas derivadas de la naturaleza de la carga y de los requerimientos del sistema. En primer lugar, su alta eficiencia permite minimizar la disipación térmica en la etapa de potencia, reduciendo el estrés térmico de los dispositivos activos durante procedimientos prolongados [5], [4].

Asimismo, la operación conmutada del amplificador Clase E resulta compatible con la naturaleza variable de la carga representada por el tejido biológico. Si bien esta topología es sensible a

variaciones de impedancia, su análisis mediante simulación electrónica permite evaluar su comportamiento bajo condiciones controladas y establecer márgenes de operación adecuados [6], [9].

Otra ventaja importante es la facilidad para implementar distintos modos de operación mediante la modulación de la señal de control del interruptor, lo que permite adaptar la potencia entregada al tejido para aplicaciones de corte o coagulación sin modificar sustancialmente la estructura de la etapa de potencia [5], [6].

Estas características convierten al amplificador Clase E en una opción técnicamente viable y académicamente relevante para el análisis de etapas de potencia aplicadas a electrobisturíes, particularmente en estudios orientados a la evaluación de eficiencia y comportamiento energético.

#### **2.5.4 RELACIÓN CON TRABAJOS PREVIOS**

Diversos trabajos reportados en la literatura han analizado el uso de topologías conmutadas en sistemas de electrocirugía, destacando la necesidad de mejorar la eficiencia energética y reducir las pérdidas asociadas a la etapa de potencia [5], [6], [4]. En estos estudios, se ha puesto de manifiesto que las arquitecturas tradicionales presentan limitaciones cuando se requiere operar a frecuencias elevadas y con potencias considerables.

En este contexto, el amplificador Clase E ha sido identificado como una alternativa adecuada para aplicaciones de alta frecuencia, debido a su principio de operación basado en conmutación suave y a su elevada eficiencia teórica. No obstante, muchos de los trabajos existentes se centran en la implementación completa del sistema o en validaciones experimentales, sin realizar un análisis detallado del comportamiento energético de la etapa de potencia bajo condiciones controladas [9], [10].

Por lo anterior, el presente trabajo se enfoca en el análisis de una etapa de potencia basada en un amplificador Clase E mediante simulación electrónica, evaluando parámetros fundamentales como la potencia entregada a la carga, la eficiencia energética y las formas de onda de operación. Este enfoque permite complementar los trabajos previos y aportar una visión clara desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica aplicada a sistemas electroquirúrgico.

## **2.6 CONSIDERACIONES DE SEGURIDAD**

En sistemas electroquirúrgicos, la seguridad eléctrica constituye un aspecto fundamental del diseño, ya que la etapa de potencia opera con niveles elevados de tensión, corriente y frecuencia, aplicados directa o indirectamente al cuerpo humano. Desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica, la seguridad no depende únicamente del correcto funcionamiento del circuito, sino también del control de los riesgos asociados a la entrega de energía eléctrica bajo condiciones de carga variables [5], [6].

Aunque el presente trabajo se enfoca en el análisis y simulación de la etapa de potencia, resulta necesario considerar los principios básicos de seguridad eléctrica que rigen el diseño de equipos electroquirúrgicos. Estos principios permiten contextualizar el análisis realizado y establecer los supuestos bajo los cuales se evalúa el comportamiento del sistema [3], [4].

### **2.6.1 RIESGOS ELÉCTRICOS BÁSICOS**

Los principales riesgos eléctricos en un electrobisturí están asociados a la aplicación de energía de alta frecuencia y potencia al tejido biológico. Desde el punto de vista eléctrico, estos riesgos incluyen la generación de quemaduras no deseadas, la concentración excesiva de corriente en regiones específicas y la aparición de sobrevoltajes o sobrecorrientes debido a variaciones abruptas en la impedancia de la carga [5], [7].

En particular, los cambios dinámicos en la impedancia del tejido durante el procedimiento pueden provocar alteraciones en la distribución de la potencia entregada, afectando la estabilidad de la etapa de potencia. Un incremento súbito de la impedancia puede elevar la tensión en los dispositivos activos, mientras que una disminución puede generar corrientes excesivas, comprometiendo la integridad del sistema [6], [8].

Adicionalmente, en configuraciones monopolares, una mala distribución del retorno de corriente puede dar lugar a trayectorias no controladas, incrementando el riesgo de daños térmicos fuera de la zona de interés quirúrgico. Estos riesgos justifican la necesidad de considerar márgenes de operación adecuados y de analizar el comportamiento del sistema ante condiciones de carga no ideales [3], [4].

### **2.6.2 AISLAMIENTO Y PROTECCIÓN DEL PACIENTE**

La protección del paciente en equipos electrocirúrgicos se fundamenta en el aislamiento eléctrico adecuado entre las distintas etapas del sistema y en el control de las trayectorias de la corriente

aplicada. Desde la ingeniería eléctrica, el aislamiento galvánico entre la fuente de alimentación, la etapa de potencia y el circuito de aplicación constituye un principio esencial para reducir el riesgo de corrientes de fuga y contactos eléctricos peligrosos [4], [9].

Asimismo, los equipos electrocirúrgicos deben limitar las corrientes de fuga y garantizar que las tensiones presentes en las partes accesibles se mantengan dentro de márgenes seguros. Estos requisitos se encuentran establecidos en normas técnicas específicas para equipos médicos, las cuales definen criterios de aislamiento, protección y pruebas de seguridad eléctrica [9], [10].

En el contexto del presente trabajo, el análisis de la etapa de potencia se realiza bajo el supuesto de que las condiciones de aislamiento y protección cumplen con los estándares aplicables a equipos electromédicos. Este enfoque permite concentrar el estudio en el comportamiento energético y la eficiencia de la etapa de potencia, sin perder de vista que, en una implementación real, estos aspectos de seguridad deben ser considerados como parte integral del diseño del sistema [3], [10].

## **2.7 ETAPAS DE POTENCIA EN ELECTROBISTURÍES REPORTADOS.**

En los desarrollos recientes de unidades de electrocirugía reportados en la literatura se presentan arquitecturas de potencia orientadas a aplicaciones monopolares y bipolares, integrando generación de alta frecuencia, control por modulación y amplificación mediante etapas lineales o semi-lineales [5],[6]. En dichos trabajos, el enfoque principal se orienta a la implementación funcional del sistema completo, siendo la etapa de potencia una de los bloques fundamentales para la entrega de energía al tejido biológico.

En los diseños analizados, la arquitectura general del sistema se compone de los siguientes bloques funcionales Figura 2.6:

- Generador de alta frecuencia ( $\approx 400$  kHz Oscilador).
- Circuito de control de pulsos para establecer modos de corte y coagulación(Microcontrolador y ajuste de pulso).
- Etapa de amplificación o controlador de potencia(Driver e inversor).
- Transformador elevador de tensión con núcleo de ferrita.
- Sistema de selección monopolar/bipolar.

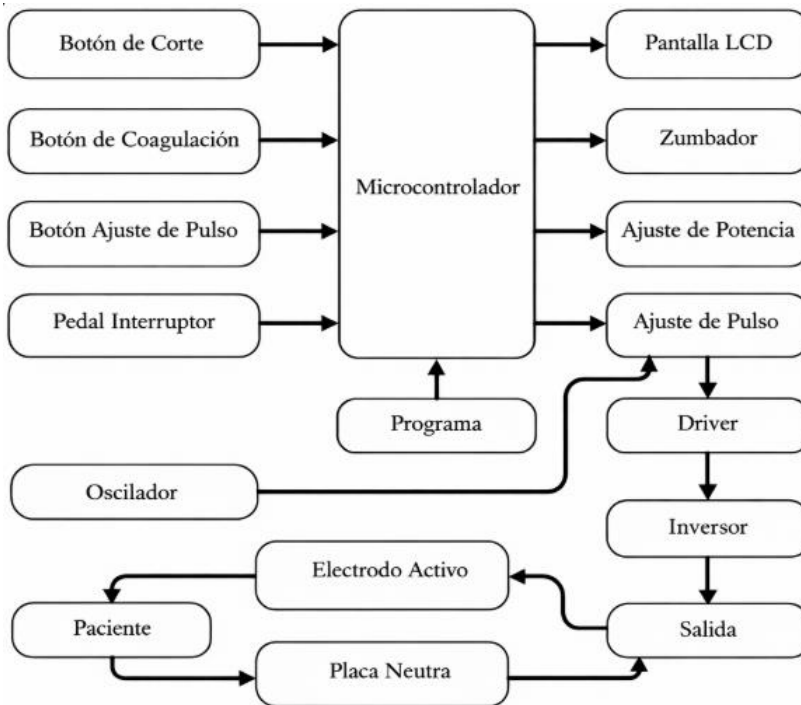


Figura 2.6: Diagrama de bloques generales basado en los artículos analizados [5].

En ambos desarrollos[5],[6] se emplea una frecuencia de operación cercana a 300-400 kHz, valor seleccionado para minimizar efectos de estimulación neuromuscular y concentrar el efecto térmico en el tejido. El modo de corte se implementa mediante una señal continua con ciclo de trabajo cercano al 100 %, mientras que el modo de coagulación se obtiene mediante modulación por pulsos, reportándose un ciclo de trabajo aproximado de 6 % en conducción y 94 % en estado de reposo.

Desde el punto de vista topológico, los trabajos revisados no describen el empleo de amplificadores resonantes de alta eficiencia, sino que implementan una etapa de excitación o amplificación previa que opera como controlador del circuito inversor. La potencia final es obtenida mediante elevación de tensión a través de transformador, sin un análisis formal de conmutación suave o condiciones de optimización energética. En consecuencia, la arquitectura empleada corresponde a un esquema práctico orientado a funcionalidad y control, más que a una topología específicamente diseñada para maximizar eficiencia de conversión.

Con el fin de evaluar el desempeño de la etapa de potencia, uno de los trabajos reporta mediciones realizadas con un analizador de electrobisturí (ESU Analyzer) bajo cargas resistivas equivalentes de 300  $\Omega$ , 400  $\Omega$  y 500  $\Omega$ , simulando diferentes condiciones del tejido biológico. Los resultados obtenidos en modo corte muestran valores de potencia aproximados entre 24 W y 58.3 W, dependiendo del nivel de potencia seleccionado y la impedancia de carga, mientras que en modo coagulación se registran valores cercanos a 3 W en todas las condiciones evaluadas Tabla 1.1.

Tabla 1.1: Medición de salida del electrobisturí [5].

Medición	Corte 300 $\Omega$ (W)	Coag. 300 $\Omega$ (W)	Corte 400 $\Omega$ (W)	Coag. 400 $\Omega$ (W)	Corte 500 $\Omega$ (W)
Promedio BAJO	24	3	28	3	32
Promedio MEDIO	38	3	44.5	3	50
Promedio ALTO	44	3	49.3	3	58.3

Con el propósito de analizar el comportamiento específico de la etapa de potencia en el segundo trabajo revisado, se reportan mediciones realizadas directamente en el circuito inversor, el cual constituye el bloque encargado de elevar el nivel de potencia antes de su aplicación al electrodo quirúrgico. Las pruebas fueron efectuadas considerando cargas resistivas equivalentes de 300  $\Omega$ , 400  $\Omega$  y 500  $\Omega$ , representativas de distintas condiciones de impedancia del tejido biológico.

En el modo de corte, los resultados muestran que la potencia de salida varía en función tanto del nivel de potencia seleccionado (bajo, medio, alto) como de la impedancia de carga. Para una carga de 300  $\Omega$  se registran valores aproximados de 30.3 W, 44.3 W y 43 W en niveles bajo, medio y alto, respectivamente. En el caso de 400  $\Omega$ , la potencia alcanza valores de 38.3 W, 53 W y 58.3 W, mientras que para 500  $\Omega$  se obtiene aproximadamente 44.3 W, 60 W y 65.3 W, constituyendo este último el valor máximo registrado bajo las condiciones experimentales evaluadas Tabla 1.2 y 1.3.

Tabla 1.2: Resultados de medición en el circuito inversor de potencia (Modo de corte) [6].

Impedancia ( $\Omega$ )	Potencia BAJA (W)	Potencia MEDIA (W)	Potencia ALTA (W)
300	30.3	44.3	43
400	38.3	53	58.3
500	44.3	60	65.3

Tabla 1.3: Resultados de medición en el circuito inversor de potencia (Modo de coagulación) [6].

Impedancia ( $\Omega$ )	Potencia BAJA (W)	Potencia MEDIA (W)	Potencia ALTA (W)
300	30.3	44.3	33
400	38.3	53	58.3
500	44.3	60	65.3

Por otro lado, en el modo de coagulación, la potencia de salida se mantiene prácticamente constante en torno a 3 W, independientemente del nivel de potencia seleccionado o de la impedancia aplicada. Este comportamiento evidencia que el sistema limita intencionalmente la energía entregada en este modo de operación, priorizando el efecto de desnaturalización tisular sobre la vaporización.

Estos resultados permiten observar que, en modo de corte, la etapa de potencia presenta un incremento progresivo de la potencia entregada conforme aumenta la impedancia de carga, alcanzando valores superiores a 65 W en condiciones de mayor impedancia. En contraste, el modo de coagulación opera en un régimen de potencia significativamente menor y controlado, lo cual es consistente con los objetivos clínicos de cada modalidad.

## 3 CAPÍTULO 3: DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

---

### 3.1 ENFOQUE METODOLÓGICO DEL PROYECTO DE INVESTIGACIÓN

El presente capítulo describe la metodología empleada para el diseño y análisis de la etapa de potencia propuesta en este trabajo, basada en un amplificador de potencia Clase E orientado a aplicaciones de electrocirugía. El enfoque metodológico tiene como finalidad asegurar coherencia técnica entre el planteamiento del problema, los objetivos establecidos y las decisiones de diseño adoptadas.

La metodología se desarrolla de manera secuencial, iniciando con la definición de las especificaciones eléctricas de diseño que delimitan las condiciones de operación del sistema, tales como la frecuencia de trabajo, los niveles de potencia y el tipo de carga considerada. A partir de estas especificaciones se realiza la selección de la topología de amplificación, el desarrollo del modelo teórico del amplificador Clase E, el cálculo de los elementos reactivos del circuito, la selección del dispositivo activo y el diseño de la red de adaptación de impedancia.

El enfoque adoptado se fundamenta en el uso de modelos teóricos ampliamente documentados en la literatura especializada en electrónica de potencia y amplificadores de radiofrecuencia, así como en la implementación del sistema en un entorno de simulación electrónica. Este procedimiento permite analizar el comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia bajo condiciones controladas y reproducibles.

El análisis se limita deliberadamente a un estudio teórico y de simulación, excluyendo la implementación física del circuito. Esta decisión es coherente con el alcance del trabajo y permite centrar el estudio en el comportamiento de la etapa de potencia como un bloque funcional independiente dentro de un sistema electrocirúrgico.

En las subsecciones siguientes se detallan el tipo de investigación realizada, el alcance del estudio y la justificación del uso de simulación electrónica como herramienta principal de análisis.

El sistema considerado incluye los bloques de generación, modulación y control de la señal de excitación, los cuales fueron implementados con el propósito de posibilitar la simulación de los distintos modos de operación. No obstante, el análisis desarrollado en el presente trabajo se delimita a la evaluación del comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia.

Para el desarrollo del análisis se empleó el entorno de simulación electrónica Proteus, seleccionado por su capacidad para modelar circuitos de potencia e incorporar modelos no ideales de los

componentes. Esta herramienta permite evaluar de manera directa las formas de onda de voltaje y corriente, así como la potencia entregada a la carga y la eficiencia energética del sistema bajo condiciones de operación controladas. Cabe señalar que la selección de la herramienta de simulación se realiza en función de su adecuación a los objetivos del estudio y no con fines de comparación entre plataformas.

### **3.1.1 ALCANCE Y DELIMITACIONES DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN**

El alcance del presente estudio se limita al diseño teórico y al análisis mediante simulación electrónica de una etapa de potencia basada en un amplificador de potencia Clase E, orientada a aplicaciones de electrocirugía. El trabajo se desarrolla desde una perspectiva de ingeniería eléctrica, con énfasis en el análisis del comportamiento eléctrico y energético del sistema bajo condiciones de operación claramente definidas.

Dentro del alcance del estudio se consideran la definición de las especificaciones eléctricas de diseño, la selección de la topología de amplificación, el desarrollo del modelo teórico del amplificador Clase E, el cálculo de los elementos reactivos del circuito, la selección del dispositivo activo y el diseño de la red de adaptación de impedancia. Asimismo, se contempla la implementación del modelo completo en un entorno de simulación electrónica para la evaluación de parámetros como la potencia entregada a la carga, la eficiencia energética y las características de las formas de onda.

Por otra parte, el presente trabajo no contempla la implementación física del circuito, la validación experimental en laboratorio, la caracterización térmica de los dispositivos ni la evaluación clínica del sistema. La carga del amplificador se modela mediante una resistencia eléctrica equivalente, representativa del comportamiento promedio del tejido biológico desde el punto de vista eléctrico.

Adicionalmente, no se abordan aspectos relacionados con normativas médicas, certificación de equipos electromédicos, diseño de sistemas de aislamiento galvánico, protección del paciente ni compatibilidad electromagnética. Estos elementos quedan fuera del alcance del estudio y se identifican como posibles líneas de trabajo futuro.

### **3.1.2 JUSTIFICACIÓN DEL USO DE SIMULACIÓN ELECTRÓNICA**

El uso de simulación electrónica como herramienta principal de análisis en el presente trabajo se justifica por la complejidad asociada al diseño de etapas de potencia de alta frecuencia y potencia, así como por la necesidad de evaluar su comportamiento eléctrico bajo condiciones controladas y reproducibles. En aplicaciones como la electrocirugía, donde se manejan señales de radiofrecuencia

y niveles elevados de energía, la simulación permite analizar el sistema de manera segura sin los riesgos asociados a la operación de circuitos reales.

Desde el punto de vista metodológico, la simulación electrónica permite analizar con detalle variables eléctricas fundamentales, tales como las formas de onda de tensión y corriente, la potencia entregada a la carga y la eficiencia energética de la etapa de potencia. Asimismo, facilita la evaluación del comportamiento del amplificador bajo distintas condiciones de operación, manteniendo constantes los parámetros de diseño y aislando el efecto de cada variable sobre el desempeño del sistema.

El empleo de simulación electrónica resulta coherente con los objetivos del presente trabajo, los cuales se centran en el análisis del comportamiento energético de la etapa de potencia como un bloque funcional independiente, y no en la implementación de un equipo electrocirúrgico completo. En este contexto, la simulación constituye una herramienta adecuada para obtener resultados comparables con aquellos reportados en la literatura especializada y establecer una base técnica para trabajos posteriores orientados a la implementación experimental.

### 3.2 ESPECIFICACIONES GENERALES DE DISEÑO

En esta sección se establecen las especificaciones generales de diseño de la etapa de potencia analizada en el presente trabajo Figura 3.1. Dichas especificaciones definen las condiciones eléctricas de referencia bajo las cuales se desarrolla el diseño teórico del amplificador de potencia Clase E y su posterior implementación en un entorno de simulación electrónica.

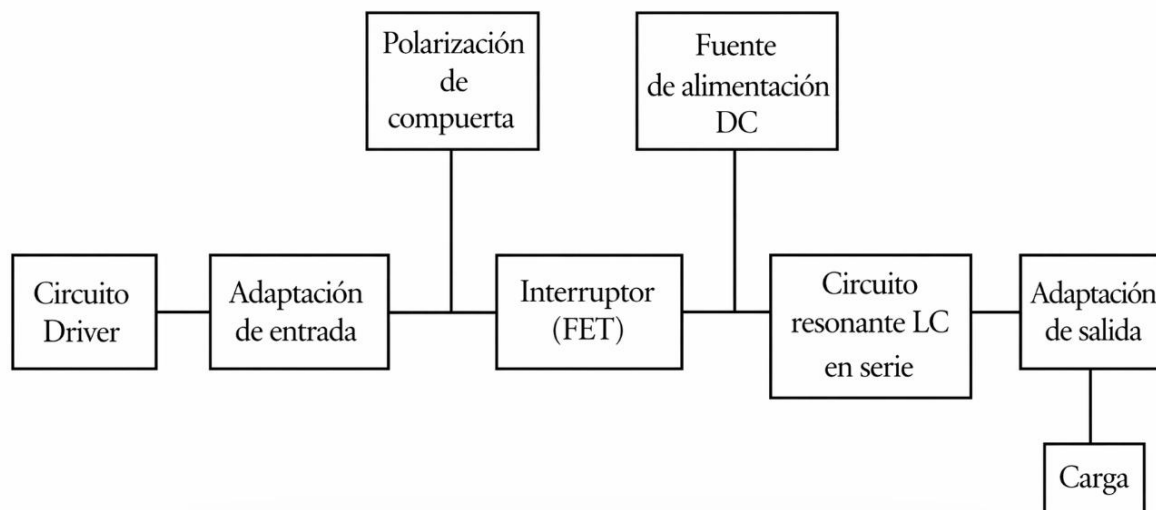


Figura 3.1: Especificaciones generales de diseño de la etapa de potencia.

La definición explícita de estos parámetros permite delimitar las condiciones de operación del sistema y asegurar coherencia entre los objetivos del estudio, el modelo teórico adoptado y el análisis de resultados. Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, establecer valores claros de frecuencia, tensión de alimentación, niveles de potencia y condiciones de carga resulta indispensable para evaluar de manera consistente el comportamiento energético de la etapa de potencia.

Las especificaciones seleccionadas se fundamentan en valores comúnmente reportados en la literatura especializada sobre sistemas de electrocirugía y amplificadores de potencia de alta frecuencia, así como en consideraciones prácticas relacionadas con la estabilidad del modelo teórico del amplificador Clase E y la viabilidad del análisis mediante simulación electrónica. Estas condiciones permiten analizar el sistema bajo escenarios representativos sin introducir complejidad innecesaria fuera del alcance del presente trabajo.

En las subsecciones siguientes se describen los requerimientos funcionales de la etapa de potencia, los parámetros eléctricos de operación, las condiciones de carga consideradas y los criterios de desempeño energético empleados para evaluar el funcionamiento del sistema.

### **3.2.1 REQUERIMIENTOS FUNCIONALES DE LA ETAPA DE POTENCIA**

La etapa de potencia analizada en el presente trabajo tiene como función principal amplificar una señal eléctrica de alta frecuencia hasta niveles de potencia adecuados para aplicaciones de electrocirugía, garantizando una operación estable, eficiente y controlada. Este bloque es responsable de transferir la energía suministrada por la fuente hacia la carga, preservando las características eléctricas necesarias para la generación de los efectos térmicos requeridos.

Con base en los objetivos del estudio y en las características propias de los sistemas electrocirúrgicos, se establecen los siguientes requerimientos funcionales para la etapa de potencia:

- Operación a alta frecuencia, con el fin de evitar fenómenos de estimulación neuromuscular y asegurar que el efecto dominante de la corriente aplicada sea térmico.
- Capacidad de manejo de potencia elevada, compatible con los niveles requeridos para los modos de corte y coagulación.
- Alta eficiencia energética, minimizando las pérdidas por disipación en los dispositivos activos y pasivos del sistema.
- Estabilidad eléctrica bajo condiciones de carga definidas, permitiendo un análisis reproducible mediante simulación electrónica.

- Compatibilidad con un enfoque metodológico basado en simulación, evitando una complejidad de diseño innecesaria fuera del alcance del presente trabajo.

Estos requerimientos funcionales establecen el marco de referencia para las decisiones de diseño desarrolladas en las secciones posteriores, particularmente en la selección de la topología de amplificación, los parámetros eléctricos de operación y el diseño de la red de adaptación de impedancia.

### **3.2.2 PARÁMETROS ELÉCTRICOS**

Los parámetros eléctricos de operación definen las condiciones bajo las cuales se diseña y analiza la etapa de potencia basada en el amplificador de potencia Clase E desarrollada en el presente trabajo. Estos parámetros establecen el marco de referencia para el cálculo de los elementos del circuito y para la evaluación de su desempeño mediante simulación electrónica.

En este estudio se adopta una frecuencia de operación de 500 kHz, una tensión de alimentación continua de 48 V y tres niveles discretos de potencia de salida de 150 W, 175 W y 200 W. La selección de estos valores permite analizar el comportamiento de la etapa de potencia en un rango representativo de operación, manteniendo condiciones estables y técnicamente justificables para aplicaciones de electrocirugía.

La frecuencia de operación seleccionada se encuentra dentro del rango comúnmente empleado en sistemas electrocirúrgicos, siendo suficientemente elevada para evitar efectos de estimulación neuromuscular y favorecer un comportamiento predominantemente térmico en la carga. Asimismo, este valor resulta adecuado para el análisis del amplificador Clase E, al permitir valores realizables de los elementos reactivos y un modelo estable en simulación electrónica.

La tensión de alimentación de 48 V se adopta por tratarse de un valor ampliamente utilizado en sistemas de electrónica de potencia de mediana potencia, permitiendo alcanzar los niveles de potencia requeridos sin imponer exigencias excesivas en términos de tensión sobre el dispositivo activo.

Por su parte, los niveles de potencia considerados permiten evaluar el desempeño energético del sistema en distintos puntos de operación, desde un nivel funcional inferior hasta una condición de operación más exigente, sin modificar la estructura general del circuito.

Los parámetros eléctricos de operación empleados como referencia para el diseño y la simulación de la etapa de potencia se resumen en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Parámetros eléctricos de operación de la etapa de potencia.

Parámetro	Símbolo	Valor
Frecuencia de operación	f	500 kHz
Tensión de alimentación	Vsupply	48 V
Potencia de salida	Pout	150 W, 175 W, 200 W
Régimen de operación	—	Alta frecuencia
Tipo de análisis	—	Simulación electrónica

Los parámetros definidos en esta subsección constituyen la base para el diseño teórico del amplificador de potencia Clase E, el cálculo de los elementos reactivos del circuito y el diseño de la red de adaptación de impedancia presentados en las secciones posteriores del presente capítulo.

### 3.2.3 CONDICIONES CONSIDERADAS DE CARGA

Para el análisis y la simulación de la etapa de potencia desarrollada en este trabajo, la carga del sistema se modela mediante una resistencia eléctrica equivalente, la cual representa de manera simplificada el comportamiento promedio del tejido biológico desde el punto de vista eléctrico. Este enfoque es ampliamente utilizado en estudios de electrocirugía orientados al análisis de la electrónica de potencia, ya que permite evaluar el desempeño del sistema bajo condiciones controladas, reproducibles y técnicamente justificables.

Diversos trabajos reportan que la impedancia del tejido biológico durante procedimientos electroquirúrgicos no es constante, sino que varía en función del tipo de tejido, el nivel de hidratación, la temperatura y el modo de operación empleado. No obstante, a las frecuencias típicas de electrocirugía, el comportamiento eléctrico del tejido es predominantemente resistivo, lo que permite su aproximación mediante una resistencia equivalente para fines de análisis y simulación [11], [12].

En este contexto, se adopta un valor fijo de  $R_L=200\ \Omega$  como carga equivalente del sistema. Este valor se selecciona por encontrarse dentro de los rangos reportados en la literatura especializada para aplicaciones de electrocirugía y por representar una condición promedio de operación del tejido biológico desde el punto de vista eléctrico [11], [12]. La utilización de un valor constante permite aislar el comportamiento de la etapa de potencia y analizar de manera clara parámetros como la potencia entregada a la carga y la eficiencia energética del amplificador.

Cabe señalar que el valor de  $R_L=200\ \Omega$  no corresponde necesariamente a la impedancia óptima de salida del amplificador Clase E obtenida a partir del diseño teórico. Por esta razón, se incorpora una red de adaptación de impedancia entre la salida del amplificador y la carga equivalente, con el fin de asegurar una transferencia eficiente de potencia y condiciones de operación cercanas a las ideales.

El objetivo del presente trabajo no es caracterizar la variación dinámica de la impedancia del tejido biológico, sino analizar el comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia bajo condiciones de referencia claramente definidas, lo cual resulta coherente con el enfoque metodológico basado en simulación electrónica.

La Tabla 3.2 resume las características del modelo de carga considerado en el análisis.

Tabla 3.2: Modelo de carga considerado en la simulación.

Parámetro	Símbolo	Valor
Tipo de carga	—	Resistiva equivalente
Resistencia de carga	( $R_L$ )	200 $\Omega$
Naturaleza de la carga	—	Lineal y constante
Propósito del modelo	—	Análisis eléctrico y energético

La carga resistiva equivalente considerada en este análisis es representativa de una configuración electrocirúrgica de tipo monopolar, en la cual la corriente fluye desde el electrodo activo hacia el electrodo de retorno a través del tejido biológico, sin abordar las particularidades geométricas ni clínicas del sistema de aplicación.

### 3.2.4 CRITERIOS DE DESEMPEÑO ENERGÉTICO

El desempeño de la etapa de potencia analizada en el presente trabajo se evalúa a partir de criterios energéticos fundamentales, los cuales permiten cuantificar de manera objetiva el comportamiento del amplificador de potencia Clase E bajo las condiciones de operación definidas previamente.

El primer criterio de evaluación corresponde a la potencia entregada a la carga, la cual permite verificar que la etapa de potencia es capaz de suministrar los niveles de energía requeridos para aplicaciones de electrocirugía bajo las condiciones de diseño establecidas. Esta potencia se determina

a partir de los valores de tensión y corriente obtenidos en la carga equivalente durante la simulación, considerando condiciones de régimen permanente.

Para la evaluación cuantitativa de la potencia entregada y de la eficiencia energética, se considera el modo de corte continuo como condición de operación de referencia. Este modo representa el escenario de mayor exigencia energética del sistema, al operar con un ciclo de trabajo cercano al 100 %, lo que permite caracterizar el desempeño del amplificador de potencia Clase E bajo condiciones nominales, estables y reproducibles. Los demás modos de operación, implementados mediante la modulación del ciclo de trabajo de la señal de excitación, reducen la potencia promedio entregada a la carga y no modifican la topología ni el comportamiento energético fundamental de la etapa de potencia, por lo que se analizan de manera cualitativa a través de las formas de onda obtenidas.

El segundo criterio de evaluación es la eficiencia energética de la etapa de potencia, definida como la relación entre la potencia entregada a la carga y la potencia suministrada por la fuente de alimentación. Este parámetro permite cuantificar el aprovechamiento de la energía eléctrica y evaluar el impacto de las pérdidas asociadas al proceso de conmutación del dispositivo activo y a los elementos pasivos del circuito.

De manera complementaria, se analizan las formas de onda de tensión y corriente en la etapa de potencia con el fin de verificar un comportamiento coherente con el modelo teórico del amplificador Clase E, particularmente en relación con las condiciones de conmutación suave. Este análisis se realiza de forma cualitativa, sin recurrir a métricas avanzadas de distorsión u optimización, y permite validar el funcionamiento general del circuito bajo los distintos modos de operación implementados.

Los criterios definidos en esta sección se emplean posteriormente en el capítulo de resultados para analizar y comparar el desempeño energético de la etapa de potencia bajo los distintos niveles de operación considerados.

### **3.3 SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DE AMPLIFICACIÓN**

La selección de la topología de amplificación constituye una decisión clave en el diseño de la etapa de potencia analizada, ya que de ella dependen directamente el desempeño energético, la eficiencia y la viabilidad del análisis mediante simulación electrónica. En aplicaciones de electrocirugía, donde se requiere operar a alta frecuencia y con niveles elevados de potencia, esta elección resulta determinante desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica.

Para la selección de la topología se realizó un análisis comparativo entre amplificadores de potencia de radiofrecuencia comúnmente empleados, considerando criterios técnicos como el régimen de operación del dispositivo activo, la eficiencia energética alcanzable, la complejidad estructural del circuito y la adecuación para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia Tabla 3.3. Este análisis permite descartar de manera fundamentada aquellas topologías que no satisfacen los requerimientos funcionales establecidos en la sección anterior.

Tabla 3.3: Comparación general de topologías de amplificadores de potencia RF.

Topología	Régimen de operación	Eficiencia	Complejidad	Adecuación a alta potencia
Clase A	Lineal	Baja	Baja	No adecuada
Clase B	Lineal	Media	Media	Limitada
Clase AB	Lineal	Media	Media	Limitada
Clase D	Conmutada	Alta	Alta	Media
Clase E	Conmutada	Muy alta	Media	Alta
Clase F	Conmutada	Muy alta	Alta	Alta (compleja)

De manera general, las topologías de amplificación pueden clasificarse en amplificadores lineales y amplificadores conmutados. Los amplificadores lineales presentan una operación proporcional de la señal, pero su eficiencia energética resulta limitada cuando se manejan niveles elevados de potencia. Por el contrario, los amplificadores conmutados operan el dispositivo activo predominantemente como un interruptor, lo que permite reducir las pérdidas por disipación y alcanzar mayores niveles de eficiencia.

Con base en este análisis, se selecciona una topología de amplificación conmutada, al ofrecer un mejor compromiso entre eficiencia energética y capacidad de manejo de potencia bajo las condiciones de operación definidas. Dentro de este grupo, el amplificador de potencia Clase E destaca por su principio de operación basado en condiciones de conmutación suave, su alta eficiencia teórica y la disponibilidad de un modelo analítico ampliamente documentado en la literatura especializada.

La elección del amplificador Clase E resulta coherente con los requerimientos funcionales del sistema, los parámetros eléctricos de operación establecidos y el enfoque metodológico basado en simulación electrónica. Esta topología permite analizar de manera clara el comportamiento energético

de la etapa de potencia como un bloque funcional independiente, sin introducir una complejidad excesiva que quede fuera del alcance del presente trabajo.

En las subsecciones siguientes se presenta el análisis de las topologías consideradas y la justificación técnica detallada de la selección del amplificador de potencia Clase E como base del diseño de la etapa de potencia desarrollada.

### **3.3.1 ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA RF**

Los amplificadores de potencia de radiofrecuencia pueden clasificarse, de manera general, en topologías lineales y topologías conmutadas, en función del régimen de operación del dispositivo activo y del modo en que se gestiona la transferencia de energía hacia la carga. Cada una de estas topologías presenta características particulares en términos de eficiencia energética, complejidad de diseño y adecuación para aplicaciones de alta frecuencia y de alta potencia.

Las topologías lineales, como las clases A, B y AB, operan el dispositivo activo dentro de su región lineal durante una porción significativa del ciclo de la señal. Este modo de operación permite una reproducción proporcional de la señal, pero conlleva pérdidas energéticas considerables cuando se manejan niveles elevados de potencia, lo que limita su eficiencia y su viabilidad para aplicaciones de electrocirugía.

Por otro lado, las topologías conmutadas, como las clases D, E y F, utilizan el dispositivo activo principalmente como un interruptor, alternando entre los estados de conducción y corte. Este régimen de operación permite reducir el solapamiento entre tensión y corriente, disminuyendo las pérdidas por disipación y favoreciendo una mayor eficiencia energética, especialmente en aplicaciones de potencia media y alta.

Desde el punto de vista del diseño para electrocirugía, donde se requiere operar a alta frecuencia y suministrar potencias elevadas de manera eficiente, las topologías conmutadas resultan más adecuadas que las topologías lineales. No obstante, su implementación requiere el uso de redes resonantes y de adaptación de impedancia, lo que introduce un mayor grado de complejidad en el diseño.

El análisis comparativo de estas topologías permite identificar aquellas configuraciones que ofrecen un mejor compromiso entre eficiencia, manejo de potencia y viabilidad de análisis mediante

simulación electrónica. Este análisis constituye la base para la selección de la topología de amplificación empleada en el presente trabajo.

### **3.3.2 AMPLIFICADORES DE POTENCIA LINEALES**

Los amplificadores de potencia lineales, como las topologías Clase A, B y AB, se caracterizan por operar el dispositivo activo dentro de su región lineal durante una fracción significativa del ciclo de la señal. Este modo de operación permite una amplificación proporcional de la señal de entrada, pero implica una disipación energética considerable, especialmente cuando se manejan niveles elevados de potencia.

En aplicaciones de alta frecuencia y de alta potencia, como las asociadas a sistemas de electrocirugía, las topologías lineales presentan limitaciones importantes desde el punto de vista de la eficiencia energética. La superposición simultánea de tensión y corriente en el dispositivo activo durante su operación provoca pérdidas significativas, lo que se traduce en una mayor disipación térmica y en una reducción de la eficiencia global del sistema.

Adicionalmente, a frecuencias del orden de cientos de kilohertz, las pérdidas asociadas a los dispositivos activos y a los circuitos de polarización se incrementan, complicando el diseño térmico y reduciendo la viabilidad de estas topologías para operación continua o cuasi-continua a potencias elevadas.

Por las razones expuestas, los amplificadores de potencia lineales no resultan adecuados para el desarrollo de la etapa de potencia analizada en este trabajo, orientando el diseño hacia topologías conmutadas que ofrecen un mejor compromiso entre eficiencia energética y capacidad de manejo de potencia.

### **3.3.3 AMPLIFICADORES DE POTENCIA CONMUTADOS Y TOPOLOGÍA SELECCIONADA**

Los amplificadores de potencia conmutados se caracterizan por operar el dispositivo activo predominantemente como un interruptor, alternando entre los estados de conducción y corte. Este régimen de operación permite reducir de manera significativa el solapamiento entre tensión y corriente, disminuyendo las pérdidas por disipación y favoreciendo una alta eficiencia energética, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia y potencia.

Entre las topologías conmutadas más empleadas en amplificadores de potencia de radiofrecuencia se encuentran las clases D, E y F, las cuales utilizan redes resonantes y de adaptación de impedancia para conformar adecuadamente las formas de onda de tensión y corriente. Estas topologías resultan particularmente atractivas para aplicaciones de electrocirugía, donde se requiere una transferencia eficiente de energía y una reducción de la disipación térmica en la etapa de potencia.

Dentro de este grupo, el amplificador de potencia Clase E ofrece un equilibrio adecuado entre eficiencia energética, simplicidad estructural y viabilidad de análisis mediante simulación electrónica. A diferencia de otras topologías conmutadas, el amplificador Clase E permite un diseño analítico directo basado en expresiones ampliamente documentadas en la literatura especializada, lo que facilita la determinación de los parámetros del circuito y el estudio de su comportamiento energético.

Adicionalmente, el principio de operación del amplificador Clase E se basa en condiciones de conmutación suave, lo que contribuye a minimizar las pérdidas por conmutación en el dispositivo activo y a mejorar la eficiencia global del sistema. Esta característica resulta especialmente relevante en aplicaciones de electrocirugía, donde se manejan niveles elevados de potencia y se requiere un funcionamiento estable.

Por las razones expuestas, el amplificador de potencia Clase E se selecciona como la topología base para el desarrollo de la etapa de potencia analizada en el presente trabajo, resultando coherente con los requerimientos funcionales establecidos, los parámetros eléctricos de operación definidos y el enfoque metodológico basado en simulación electrónica.

### **3.4 DISEÑO TEÓRICO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE E**

En esta sección se desarrolla el diseño teórico del amplificador de potencia Clase E seleccionado en el apartado anterior, estableciendo el marco analítico a partir del cual se determinan los parámetros eléctricos del circuito y los valores de los elementos reactivos que conforman la etapa de potencia. El diseño se fundamenta en el modelo clásico ideal del amplificador Clase E, ampliamente documentado en la literatura especializada sobre amplificadores de potencia de radiofrecuencia.

El objetivo del diseño teórico presentado en esta sección es definir un conjunto de parámetros eléctricos coherentes con las especificaciones de operación establecidas previamente, tales como la frecuencia de operación, la tensión de alimentación y los niveles de potencia considerados. A partir

de estos parámetros se emplean expresiones analíticas para determinar la impedancia óptima de operación del amplificador, así como los valores de los elementos inductivos y capacitivos necesarios para garantizar un comportamiento energético adecuado.

El análisis se realiza bajo el supuesto de componentes ideales y condiciones de operación periódica en régimen permanente, lo cual permite aislar el comportamiento fundamental del amplificador y facilitar la interpretación de los resultados. Este enfoque resulta adecuado para un estudio de carácter académico basado en simulación electrónica, donde el interés principal radica en analizar el desempeño eléctrico y energético de la etapa de potencia.

Es importante señalar que el diseño teórico del amplificador Clase E presentado en este trabajo no corresponde a un diseño final de carácter comercial, sino a un modelo de referencia que permite evaluar el comportamiento del sistema bajo condiciones controladas. Los valores obtenidos a partir de este análisis se utilizan como base para la implementación del circuito en el entorno de simulación electrónica y para el análisis de resultados presentado en capítulos posteriores.

En las subsecciones siguientes se presentan los fundamentos del amplificador Clase E, las ecuaciones empleadas para su diseño y el procedimiento seguido para el cálculo de los elementos del circuito, justificando su validez dentro del alcance del presente trabajo.

### **3.4.1 FUNDAMENTOS Y CONDICIONES DE ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR CLASE E**

El diseño teórico del amplificador de potencia Clase E desarrollado en el presente trabajo se basa en el modelo clásico ideal ampliamente documentado en la literatura especializada sobre amplificadores de potencia de radiofrecuencia. Dicho modelo proporciona un marco analítico claro para el estudio del comportamiento eléctrico y energético del amplificador y resulta adecuado para un enfoque metodológico basado en simulación electrónica.

Para el desarrollo del análisis se establecen una serie de condiciones de diseño que permiten simplificar el estudio y centrarlo en el comportamiento fundamental de la topología. En primer lugar, el dispositivo activo se considera operando como un interruptor ideal, alternando entre los estados de conducción y corte. Bajo esta condición se asume que la disipación de potencia en el dispositivo es mínima, permitiendo analizar el principio de operación del amplificador Clase E sin introducir efectos asociados a pérdidas internas.

De manera análoga, los elementos reactivos del circuito, tales como inductores y capacitores, se consideran ideales, es decir, libres de pérdidas resistivas y efectos parasitarios. Esta consideración permite enfocar el análisis en la transferencia de energía hacia la carga y en la conformación de las formas de onda de tensión y corriente, evitando complejidad adicional asociada a modelos no ideales.

El análisis se realiza bajo condiciones de régimen periódico permanente, lo que implica que las formas de onda eléctricas se repiten de manera estable en cada ciclo de operación. Este supuesto resulta coherente con el uso de simulación electrónica y permite evaluar de forma consistente parámetros energéticos como la potencia entregada a la carga y la eficiencia de la etapa de potencia.

Asimismo, el modelo considera que la red de salida del amplificador se diseña para favorecer condiciones de conmutación suave, reduciendo el solapamiento entre tensión y corriente en el dispositivo activo durante los instantes de conmutación. Este principio constituye uno de los fundamentos del amplificador Clase E y es clave para alcanzar altos niveles de eficiencia energética.

Es importante destacar que el modelo adoptado no pretende representar un diseño comercial final, sino servir como un modelo de referencia para analizar el desempeño eléctrico y energético del amplificador Clase E como un bloque funcional independiente. Este enfoque resulta consistente con los objetivos del presente trabajo y con su carácter académico.

### **3.4.2 ECUACIONES FUNDAMENTALES DEL AMPLIFICADOR CLASE E**

El diseño del amplificador de potencia Clase E desarrollado en el presente trabajo se basa en expresiones analíticas derivadas del modelo clásico ideal, ampliamente reportado en la literatura especializada en electrónica de potencia y amplificadores de radiofrecuencia. Estas ecuaciones permiten determinar los valores de los elementos reactivos del circuito de salida a partir de las condiciones de operación previamente definidas, tales como la frecuencia de operación, la potencia de salida y la tensión de alimentación.

Las expresiones empleadas corresponden a la formulación clásica del amplificador Clase E bajo condiciones ideales de conmutación suave, asumiendo componentes sin pérdidas y operación en régimen periódico permanente. Este enfoque resulta adecuado para estudios de simulación orientados al análisis del comportamiento energético del amplificador y ha sido utilizado de forma extensiva como punto de partida para el diseño de este tipo de etapas de potencia [11], [12].

Frecuencia angular de operación

Para el cálculo de los elementos reactivos es necesario definir la frecuencia angular del sistema, la cual se obtiene a partir de la frecuencia de operación:

$$\omega = 2\pi f \quad (3.1)$$

donde:

- $f=500$  kHz es la frecuencia de operación del amplificador,
- $\omega$  es la frecuencia angular expresada en rad/s.

Este parámetro se emplea directamente en las expresiones de inductancias y capacitancias del circuito resonante.

Impedancia óptima de carga

La impedancia de carga óptima que debe presentar la etapa de salida del amplificador Clase E se calcula mediante la expresión:

$$R_s = 1.154 \frac{V_{\text{supply}}^2}{2xP_{\text{out}}} \quad (3.2)$$

donde:

- $V_{\text{supply}}$  es la tensión de alimentación continua,
- $P_{\text{out}}$  es la potencia de salida deseada,
- El factor 1.154 corresponde a una corrección asociada a las condiciones óptimas de operación del amplificador Clase E.

Esta ecuación permite estimar el valor de la resistencia equivalente que maximiza la transferencia de potencia bajo condiciones ideales, y se utiliza como punto de partida para el diseño de la red de salida.

Inductor de alimentación L1

El inductor de alimentación L1 tiene la función de comportarse como una fuente de corriente casi constante durante el ciclo de conmutación del dispositivo activo. Para cumplir con esta condición, su valor debe ser suficientemente grande, lo cual se expresa mediante la desigualdad:

$$L_1 > \frac{100R_s}{\omega} \quad (3.3)$$

Esta relación garantiza que la reactancia del inductor sea elevada en comparación con la impedancia de carga, reduciendo el rizado de corriente y favoreciendo el cumplimiento de las condiciones de conmutación suave.

#### Inductor resonante L2

El inductor L2 forma parte de la red resonante de salida y se calcula en función de la impedancia de carga y del factor de calidad Q, según la expresión:

$$L_2 = \frac{QR_s}{\omega} \quad (3.4)$$

donde:

- Q representa el factor de calidad seleccionado para el circuito resonante,
- RL es la impedancia óptima de carga,
- $\omega$  es la frecuencia angular de operación.

El valor de Q se elige como un compromiso entre selectividad espectral y ancho de banda, siendo adecuado para aplicaciones de potencia RF en simulación.

#### Capacitor C1

El capacitor C1 participa en la conformación de las formas de onda de tensión en el dispositivo activo y se calcula mediante:

$$C_1 = \frac{1}{5.45\omega R_s} \quad (3.5)$$

Esta expresión se deriva de las condiciones de operación óptima del amplificador Clase E y permite establecer la capacitancia necesaria para moldear la tensión de salida y aproximar las condiciones de ZVS y ZDS.

#### Capacitor C2

El capacitor C2 complementa la red resonante de salida y su valor se obtiene considerando la interacción entre el inductor L2 y el capacitor C1, mediante la relación:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2 - \frac{0.212}{C_1}} \quad (3.6)$$

El término correctivo 0.212 toma en cuenta el efecto combinado de los elementos reactivos en el ajuste fino de la resonancia, permitiendo mejorar la forma de onda de salida y la eficiencia energética del amplificador.

### **3.4.3 DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA ÓPTIMA DE CARGA**

En el diseño del amplificador de potencia Clase E, la determinación de la impedancia óptima de carga constituye un paso fundamental, ya que de este parámetro dependen directamente los valores de los elementos reactivos del circuito y el cumplimiento de las condiciones de conmutación suave. Desde el punto de vista del modelo teórico adoptado, la impedancia óptima representa la carga equivalente que debe presentarse a la salida del amplificador para maximizar la transferencia de potencia bajo condiciones ideales de operación.

La impedancia óptima se determina a partir de la tensión de alimentación y de la potencia de salida deseada, empleando la expresión presentada en la sección anterior. Este valor corresponde a una condición teórica de operación y no coincide necesariamente con la impedancia física de la carga real considerada en el sistema.

En el presente trabajo, la impedancia óptima se calcula para cada uno de los niveles de potencia analizados, manteniendo constantes la frecuencia de operación y la tensión de alimentación. Este procedimiento permite evaluar de manera coherente el comportamiento del amplificador bajo distintas condiciones de operación, sin modificar la estructura general del circuito ni el modelo teórico adoptado.

Es importante señalar que la impedancia óptima obtenida no se conecta directamente a la carga resistiva equivalente del sistema, la cual se modela como una resistencia de  $R_L=200\ \Omega$ . En su lugar, este valor se emplea como referencia para el diseño de la red de adaptación de impedancia, cuyo objetivo es transformar la impedancia de la carga real al valor requerido por el amplificador para operar bajo condiciones cercanas a las ideales.

La determinación de la impedancia óptima de carga establece así el vínculo entre el diseño teórico del amplificador Clase E y la carga considerada en el estudio, sirviendo como base para el cálculo de los elementos reactivos del circuito que se desarrolla en la subsección siguiente.

### 3.4.4 CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS REACTIVOS DEL AMPLIFICADOR CLASE E

A partir de las ecuaciones de diseño presentadas en la sección anterior y de las condiciones de operación definidas para el sistema, se procede al cálculo de los elementos reactivos del amplificador de potencia Clase E. Los cálculos se realizan considerando una frecuencia de operación de 500 kHz, una tensión de alimentación de 48 V, y un factor de calidad del circuito resonante de  $Q=10$ .

El valor de  $Q$  seleccionado representa un compromiso adecuado entre selectividad en frecuencia, estabilidad del sistema y facilidad de ajuste en simulación electrónica, siendo apropiado para un estudio de nivel licenciatura.

- Frecuencia de operación:

$$f=500 \text{ kHz}$$

- Frecuencia angular:

$$\omega = 2\pi f$$

$$\omega = 2\pi(500 \times 10^3)$$

$$\omega = 3.1416 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

- Factor de calidad del circuito resonante:

Cálculo de los elementos para una potencia de salida de 150 W

Como primer caso de estudio, se consideran las condiciones correspondientes a una potencia de salida de 150 W. A partir de la impedancia óptima de carga previamente determinada, se obtiene:

$$R_s = 1.154 \frac{V_{\text{supply}}^2}{2 \times P_{\text{out}}}$$

$$R_s = 1.154 \frac{48^2}{2 \times 150} = 8.87 \Omega$$

$$R_s = 8.87\Omega$$

Inductor L1

$$L_1 > \frac{100(8.87)}{3.1416 \times 10^6}$$

$$L_1 > 282\mu\text{H}$$

Capacitor C1

$$C_1 = \frac{1}{5.45\omega R_s}$$

$$C_1 = \frac{1}{5.45(3.1416 \times 10^6)(8.87)}$$

$$C_1 = 6.6\text{nF}$$

Inductor L2

$$L_2 = \frac{QR_s}{\omega}$$

$$L_2 = \frac{10(8.87)}{3.1416 \times 10^6}$$

$$L_2 = 28.2\mu\text{H}$$

Capacitor C2

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2 - \frac{0.212}{C_1}}$$

$$C_2 = \frac{1}{(3.1416 \times 10^6)^2 (28.2 \times 10^{-6}) - \frac{0.212}{6.6 \times 10^{-9}}}$$

$$C_2 = 4.06\text{nF}$$

Resultados para distintos niveles de potencia

Dado que las ecuaciones de diseño del amplificador Clase E dependen directamente de la potencia de salida a través de la impedancia óptima de carga, se repitió el procedimiento de cálculo para 175 W y 200 W, manteniendo constantes la frecuencia de operación y el factor de calidad del circuito resonante.

Los valores obtenidos para cada uno de los elementos reactivos se presentan en la Tabla 3.4, donde se resumen los resultados correspondientes a los distintos niveles de potencia analizados.

Tabla 3.4: Valores calculados de los elementos reactivos del amplificador Clase E.

Potencia de salida	(R) ( $\Omega$ )	(L_1) mínimo ( $\mu$ H)	(L_2) ( $\mu$ H)	(C_1) (nF)	(C_2) (nF)
150 W	8.86	> 282	28.2	6.6	4.06
175 W	7.59	> 242	24.2	7.7	4.70
200 W	6.64	> 211	21.1	8.8	5.50

Los valores calculados corresponden a un diseño teórico idealizado y se utilizan como referencia inicial para la implementación del modelo del amplificador Clase E en el entorno de simulación electrónica. El comportamiento del circuito y la evaluación de su desempeño energético se analizan posteriormente en el capítulo de resultados.

### 3.5 SELECCIÓN DEL DISPOSITIVO ACTIVO

La selección del dispositivo activo constituye un aspecto fundamental en el diseño de la etapa de potencia del amplificador Clase E, ya que de ella dependen directamente la capacidad de manejo de potencia, el comportamiento dinámico del sistema y el cumplimiento de las condiciones de conmutación suave. En aplicaciones de alta frecuencia y potencia, una elección inadecuada del dispositivo puede comprometer la estabilidad y el desempeño energético del amplificador.

En el presente trabajo, la selección del dispositivo activo se realiza con base en criterios eléctricos y funcionales acordes con las condiciones de operación definidas previamente, tales como la frecuencia de trabajo, la tensión de alimentación y los niveles de potencia considerados. Estos criterios permiten garantizar que el dispositivo seleccionado sea compatible con el régimen de operación conmutado característico del amplificador Clase E y con el enfoque metodológico basado en simulación electrónica.

Asimismo, se considera la disponibilidad de modelos adecuados en el entorno de simulación empleado, con el fin de representar de manera consistente el comportamiento eléctrico del dispositivo activo dentro del análisis desarrollado. Esta consideración resulta indispensable para asegurar coherencia entre el diseño teórico del amplificador y su implementación en simulación.

En las subsecciones siguientes se presentan los criterios empleados para la selección del dispositivo activo y la justificación del dispositivo finalmente adoptado para el desarrollo de la etapa de potencia analizada en este trabajo.

### **3.5.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN DEL DISPOSITIVO ACTIVO**

Los principales criterios considerados para la selección del dispositivo activo son los siguientes:

- Capacidad de manejo de tensión, suficiente para soportar los niveles máximos de tensión presentes durante la operación del amplificador, incluyendo los picos asociados al comportamiento resonante del circuito de salida.
- Capacidad de manejo de corriente, acorde con los niveles de potencia de salida considerados y con la impedancia óptima de operación del amplificador.
- Velocidad de conmutación, adecuada para permitir una operación eficiente a la frecuencia de trabajo definida, minimizando las pérdidas por conmutación.
- Compatibilidad con topologías conmutadas, particularmente con el régimen de operación del amplificador Clase E, en el cual el dispositivo opera predominantemente en los estados de conducción y corte.
- Disponibilidad de un modelo confiable en el entorno de simulación, que permita representar de manera coherente el comportamiento eléctrico del dispositivo dentro del análisis desarrollado.

Estos criterios establecen la base para la selección del dispositivo activo empleado en el presente trabajo y garantizan coherencia entre el diseño teórico del amplificador, su implementación en simulación y el análisis de resultados presentado posteriormente.

### **3.5.2 DISPOSITIVO SELECCIONADO Y JUSTIFICACIÓN**

Con base en los criterios establecidos en la subsección anterior, se selecciona como dispositivo activo un MOSFET de potencia de canal N IRF740LC. Ver Anexo 2. [14], correspondiente al modelo disponible en la librería del software Proteus, el cual se utiliza para la implementación y análisis del amplificador de potencia Clase E desarrollado en el presente trabajo.

La selección del IRF740LC se fundamenta, en primer lugar, en su capacidad de manejo de tensión drenador–fuente, la cual resulta adecuada para operar con una tensión de alimentación de 48 V y para soportar los picos de tensión característicos de los amplificadores Clase E, asociados al

comportamiento resonante del circuito de salida. Este margen de tensión es un aspecto crítico en topologías conmutadas de alta eficiencia y permite un funcionamiento seguro tanto en simulación como en una posible implementación física.

Asimismo, el dispositivo presenta una capacidad de manejo de corriente compatible con los niveles de potencia de salida considerados en este trabajo (150 W, 175 W y 200 W), cuando se opera bajo condiciones de alta eficiencia. En topologías Clase E, la mayor parte de la potencia suministrada por la fuente se transfiere a la carga, mientras que el dispositivo activo disipa únicamente una fracción asociada a pérdidas por conducción y conmutación, lo cual hace viable el uso del IRF740LC dentro de los márgenes térmicos especificados en su hoja de datos, siempre que se considere un diseño térmico adecuado en una implementación física.

Desde el punto de vista dinámico, el IRF740LC presenta características de conmutación y capacitancias internas más adecuadas para operación a frecuencias del orden de cientos de kilohertz en comparación con otros MOSFETs de potencia de mayor tamaño disponibles en el entorno de simulación. Estas características favorecen el cumplimiento de las condiciones de conmutación suave propias del amplificador Clase E y reducen las pérdidas por conmutación, lo que lo convierte en una opción más adecuada que dispositivos orientados a frecuencias de conmutación bajas.

Un criterio determinante para la selección del IRF740LC es la disponibilidad de un modelo funcional en el entorno de simulación Proteus, lo cual permite representar de manera consistente su comportamiento eléctrico dentro del análisis desarrollado. El uso de un dispositivo con modelo disponible garantiza coherencia entre el diseño teórico del amplificador y su implementación simulada, evitando la introducción de aproximaciones arbitrarias o modelos no documentados.

Adicionalmente, el IRF740LC corresponde a un dispositivo ampliamente utilizado y documentado en aplicaciones de electrónica de potencia, por lo que su selección no se limita al ámbito de la simulación, sino que resulta viable para una implementación física futura, siempre que se incorporen consideraciones adicionales como diseño del driver de compuerta, control de parasitismos, diseño térmico y disposición física del circuito, aspectos que quedan fuera del alcance del presente trabajo.

En consecuencia, el IRF740LC se selecciona como un dispositivo activo representativo, técnicamente defendible y coherente con el alcance académico del estudio, permitiendo analizar de manera adecuada el comportamiento eléctrico y energético del amplificador Clase E mediante simulación electrónica, sin descartar su factibilidad en una implementación física bajo un diseño más detallado.

Las características eléctricas relevantes del dispositivo seleccionado se resumen en la Tabla 3.5, y se emplean como referencia para la configuración del modelo en simulación.

Tabla 3.5: Parámetros eléctricos relevantes del MOSFET IRF740.

Parámetro	Símbolo	Valor típico
Tipo de dispositivo	—	MOSFET de potencia canal N
Tensión drenador–fuente máxima	(V_DS)	400 V
Corriente de drenaje continua	(I_D)	10 A
Potencia máxima de disipación	(P_D)	40 W
Resistencia en conducción	(R_DSon)	$\approx 0.55 \Omega$
Régimen de operación	—	Conmutado
Modelo disponible en Proteus	—	Sí (IRF740LC)

### 3.6 DISEÑO DE LA RED DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA

El diseño de la red de adaptación de impedancia constituye un elemento fundamental en la etapa de potencia del amplificador Clase E, ya que permite garantizar una transferencia eficiente de energía entre la salida del amplificador y la carga considerada en el sistema. En aplicaciones de alta frecuencia y potencia, una adaptación adecuada resulta indispensable para mantener el desempeño energético y la estabilidad del circuito.

En el presente trabajo, la red de adaptación se diseña con el objetivo de transformar la impedancia de la carga resistiva equivalente  $R_L=200 \Omega$  al valor de impedancia óptima requerido por el amplificador Clase E para operar bajo condiciones cercanas a las ideales. Este proceso permite desacoplar el diseño teórico del amplificador de las características eléctricas de la carga, manteniendo coherencia con el modelo analítico adoptado.

El diseño de la red de adaptación se realiza considerando las condiciones de operación definidas previamente, tales como la frecuencia de trabajo y los niveles de potencia analizados. Asimismo, se emplean configuraciones clásicas de redes de adaptación utilizadas en amplificadores de potencia de radiofrecuencia, las cuales permiten un diseño analítico directo y una implementación clara en simulación electrónica.

Cabe señalar que el diseño de la red de adaptación desarrollado en este trabajo se orienta a un análisis académico y de simulación, por lo que no se consideran efectos asociados a tolerancias de componentes, pérdidas parasitarias ni variaciones dinámicas de la carga. Este enfoque resulta coherente con los objetivos del estudio y con el alcance metodológico definido.

En las subsecciones siguientes se presentan las configuraciones de redes de adaptación consideradas, los criterios de selección adoptados y el procedimiento seguido para el cálculo de los elementos reactivos que conforman la red de adaptación empleada en la etapa de potencia.

### **3.6.1 NECESIDAD DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA**

En el diseño del amplificador de potencia Clase E desarrollado en el presente trabajo, la adaptación de impedancia resulta un requisito fundamental para garantizar una transferencia eficiente de potencia entre la etapa de amplificación y la carga considerada. Esta necesidad surge debido a que la impedancia óptima de operación del amplificador, determinada a partir del diseño teórico, no coincide con la impedancia de la carga resistiva equivalente empleado para modelar el sistema.

Como se estableció en secciones anteriores, el amplificador Clase E requiere que en su salida se presente una impedancia específica, la cual permite cumplir las condiciones de conmutación suave y maximizar la eficiencia energética del sistema. Sin embargo, la carga del sistema se modela como una resistencia fija de  $R_L=200\ \Omega$ , representativa del comportamiento promedio del tejido biológico. La conexión directa de esta carga a la salida del amplificador provocaría una operación fuera de las condiciones de diseño, afectando la transferencia de potencia y el desempeño energético del circuito.

La red de adaptación de impedancia tiene como función transformar la impedancia de la carga real al valor de impedancia óptima requerido por el amplificador Clase E, sin modificar la potencia suministrada ni las condiciones fundamentales de operación del circuito. De este modo, el amplificador puede operar cercano a las condiciones ideales establecidas en el diseño teórico, mientras que la carga recibe la potencia deseada de manera eficiente.

Adicionalmente, en sistemas que operan a frecuencias elevadas, como el analizado en este trabajo, la adaptación de impedancia contribuye a reducir reflexiones, mejorar la estabilidad del sistema y controlar el comportamiento de las corrientes y tensiones en la etapa de salida. Estos aspectos resultan particularmente relevantes en topologías conmutadas, donde desviaciones en las condiciones de carga pueden afectar de manera significativa el comportamiento dinámico del dispositivo activo.

En consecuencia, la incorporación de una red de adaptación de impedancia no constituye un elemento opcional, sino una parte integral del diseño del amplificador Clase E, necesaria para asegurar coherencia entre el modelo teórico, la carga considerada y la implementación del circuito en simulación electrónica. En las subsecciones siguientes se analizan distintas topologías de redes de adaptación y se justifica la selección de la configuración empleada en el presente trabajo.

### 3.6.2 ANÁLISIS DE REDES DE ADAPTACIÓN

Para acoplar la impedancia óptima de salida del amplificador Clase E con la carga resistiva equivalente del sistema, es posible emplear distintas topologías de redes de adaptación pasivas comúnmente utilizadas en electrónica de potencia y radiofrecuencia. Entre las configuraciones más habituales se encuentran las redes tipo L,  $\pi$  (pi) y T, las cuales permiten transformar impedancias mediante combinaciones de elementos reactivos Figura 3.2.

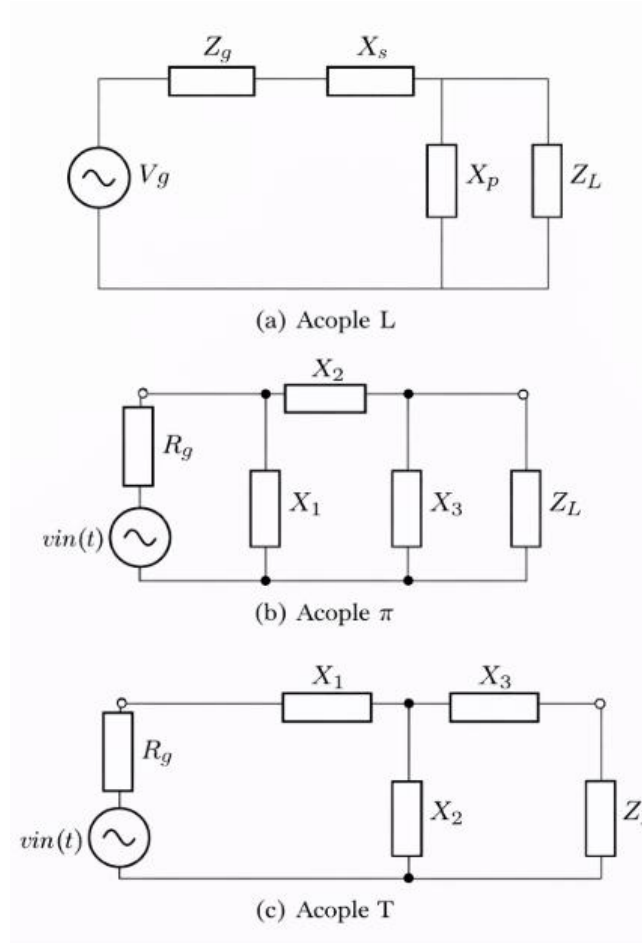


Figura 3.2: Tipos más habituales de redes de adaptación [20].

La red tipo L se caracteriza por su simplicidad estructural, al emplear únicamente dos elementos reactivos. No obstante, esta topología presenta limitaciones en el rango de transformación de impedancias, especialmente cuando se requiere adaptar valores significativamente distintos entre sí. Además, la red L ofrece menor flexibilidad para ajustar simultáneamente la adaptación y el comportamiento en frecuencia del sistema.

Por su parte, la red tipo  $\pi$  proporciona una mayor capacidad de filtrado y puede resultar adecuada en aplicaciones donde se desea una atenuación significativa de armónicos. Sin embargo, su implementación implica el uso de tres elementos reactivos con valores que pueden resultar sensibles a variaciones de carga y más complejos de ajustar, lo cual incrementa la dificultad del diseño y del análisis en un enfoque académico basado en simulación.

La red tipo T combina características de ambas configuraciones, ofreciendo una mayor flexibilidad en la transformación de impedancias y permitiendo un control más preciso de los valores reactivos involucrados. Esta topología resulta especialmente conveniente cuando se requiere adaptar una impedancia óptima relativamente baja, como la obtenida en el diseño del amplificador Clase E, a una carga resistiva de mayor valor, manteniendo estabilidad y facilidad de ajuste.

Desde el punto de vista metodológico del presente trabajo, la selección de la red de adaptación debe privilegiar una estructura que permita un cálculo analítico claro, estabilidad en simulación y compatibilidad con los niveles de impedancia involucrados, sin introducir complejidad innecesaria. En este contexto, la red tipo T se presenta como una alternativa adecuada frente a otras configuraciones posibles.

El análisis comparativo de estas topologías permite descartar aquellas opciones que no ofrecen ventajas claras para el caso de estudio y orientar la selección hacia una red de adaptación que resulte coherente con el diseño teórico del amplificador, el modelo de carga considerado y el alcance académico del trabajo. La justificación específica de la red seleccionada se desarrolla en la subsección siguiente.

Las características generales de las redes de adaptación tipo L,  $\pi$  y T, así como sus aplicaciones en electrónica de potencia y radiofrecuencia, han sido ampliamente documentadas en la literatura especializada [15], [16].

### 3.6.3 SELECCIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN TIPO T

Con base en el análisis de las distintas topologías de redes de adaptación presentado en la sección anterior, se selecciona una red de adaptación tipo T para acoplar la impedancia óptima de salida del amplificador Clase E con la carga resistiva equivalente del sistema Figura 3.3.

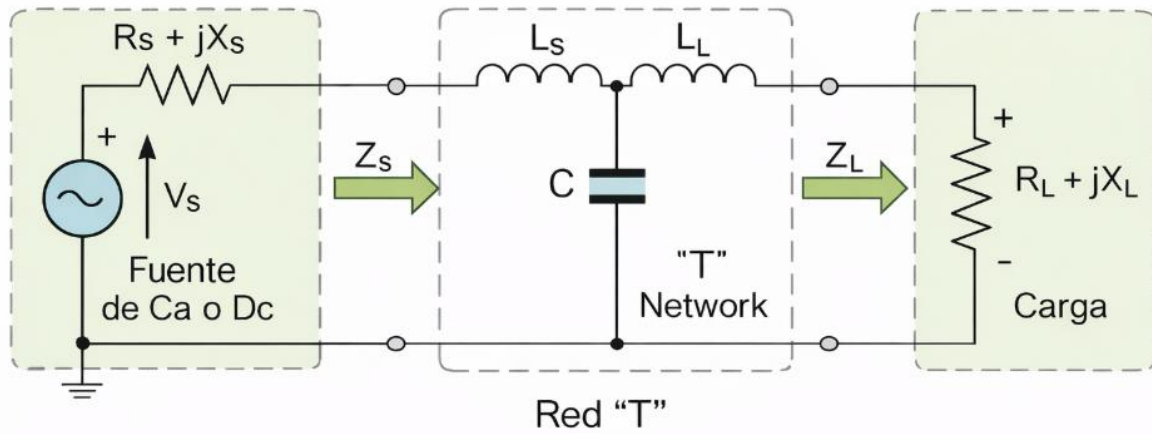


Figura 3.3: Red de adaptación Tipo T [21].

La elección de la red tipo T se fundamenta en su flexibilidad para transformar impedancias en un rango amplio de valores, lo cual resulta particularmente conveniente en el presente trabajo, donde la impedancia óptima del amplificador Clase E es significativamente menor que la impedancia de la carga considerada. Esta característica permite realizar la adaptación requerida sin recurrir a valores extremos de inductancia o capacitancia, favoreciendo la estabilidad del circuito y la viabilidad del diseño en simulación electrónica.

Adicionalmente, la red tipo T ofrece un mayor grado de libertad en el ajuste de sus elementos reactivos en comparación con la red tipo L, permitiendo un control más preciso del comportamiento del circuito ante variaciones de frecuencia y carga. Esta propiedad resulta relevante en aplicaciones de alta frecuencia, donde pequeñas desviaciones en los valores de los componentes pueden afectar de manera significativa el desempeño del sistema.

En comparación con la red tipo  $\pi$ , la configuración tipo T presenta una menor complejidad estructural y una mayor facilidad de cálculo analítico de sus elementos, lo cual se alinea con el enfoque metodológico del presente trabajo, orientado a un diseño claro y reproducible a nivel licenciatura. Si bien la red  $\pi$  puede ofrecer ventajas en términos de filtrado de armónicos, dichas ventajas no resultan

determinantes para los objetivos del estudio, centrados en la adaptación de impedancia y en el análisis del comportamiento energético del amplificador.

Desde el punto de vista de la integración con la etapa de potencia, la red tipo T permite una conexión directa y coherente con la salida del amplificador Clase E, preservando las condiciones de operación establecidas en el diseño teórico y facilitando su implementación en el entorno de simulación electrónica. Asimismo, esta topología resulta compatible con la incorporación posterior de elementos de ajuste o análisis adicional, sin modificar la estructura general del circuito.

En consecuencia, la red de adaptación tipo T se adopta como la configuración más adecuada para el acoplamiento de impedancias en el sistema analizado, constituyendo la base para el cálculo de los elementos reactivos y la integración final con el amplificador Clase E, los cuales se desarrollan en las subsecciones siguientes.

### **3.6.4 CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS DE LA RED T**

El diseño de la red de adaptación tipo T se realiza a partir de relaciones analíticas clásicas de la teoría de redes, considerando el caso en que tanto la impedancia de salida del amplificador como la impedancia de carga son puramente resistivas. Bajo estas condiciones, la red tipo T permite transformar la impedancia de carga  $R_L$  en una impedancia equivalente igual a la impedancia óptima de salida del amplificador, denotada como  $R_s$ , a la frecuencia de operación establecida [15], [16].

El criterio fundamental de diseño de la red de adaptación establece que la impedancia de entrada de la red debe satisfacer la condición:

$$Z_{in} = R_s$$

a la frecuencia de operación del sistema, de manera que el amplificador opere bajo las condiciones para las cuales fue diseñado.

Para el desarrollo analítico se introduce un factor de calidad  $Q$  como parámetro de diseño, el cual permite controlar el ancho de banda de la red y el grado de selectividad del acoplamiento. En el caso en que la impedancia de carga es mayor que la impedancia de la fuente ( $R_L > R_s$ ), el valor mínimo del factor de calidad se define como [15]:

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1} \quad (3.7)$$

No obstante, con fines de control espectral y filtrado armónico, el valor de Q puede seleccionarse por encima de su valor mínimo. En el presente trabajo se adopta un valor de diseño constante de  $Q=7$ , el cual representa un compromiso adecuado entre selectividad y ancho de banda para la operación del amplificador en simulación electrónica.

A partir del valor de Q, las reactancias de los elementos que conforman la red de adaptación tipo T se determinan mediante las siguientes expresiones [15], [16]:

$$X_{LS} = QR_s \quad (3.8)$$

$$X_{LL} = QR_L \quad (3.9)$$

$$X_c = \frac{R_L}{Q} \quad (3.10)$$

- $X_{LS}$  : reactancia serie del lado de la fuente
- $X_{LL}$  : reactancia en serie del lado de la carga
- $X_C$  : reactancia en derivación
  - $R_s$  es la impedancia óptima de salida del amplificador,
- $R_L$  es la impedancia resistiva equivalente de la carga.

Estas expresiones permiten obtener los valores de reactancia necesarios para que la red tipo T realice la transformación de impedancia deseada, asegurando que el amplificador opere bajo condiciones cercanas a su punto de diseño óptimo. La conversión de dichas reactancias a valores físicos de inductancia y capacitancia, en función de la frecuencia de operación, se desarrolla en la subsección siguiente.

Con el fin de obtener valores físicos de los componentes empleados en la red de adaptación, las reactancias calculadas se convierten a valores de inductancia y capacitancia mediante las relaciones generales que vinculan la reactancia con la frecuencia de operación del sistema. Para ello, se define la frecuencia angular como:

$$\omega = 2\pi f$$

A partir de esta, los valores de inductancia y capacitancia se obtienen mediante las expresiones:

$$L = \frac{X}{\omega} \quad (3.11)$$

$$C = \frac{1}{\omega X} \quad (3.12)$$

Estas relaciones se aplican a cada una de las reactancias obtenidas en el diseño de la red tipo T, considerando una resistencia equivalente de carga  $R_L=200\ \Omega$  y la impedancia óptima de salida del amplificador correspondiente a cada nivel de potencia analizado.

Para efectos de consistencia en el diseño, se emplea un valor constante del factor de calidad  $Q=7$  en todos los casos considerados. Los valores obtenidos corresponden al diseño teórico idealizado de la red de adaptación tipo T y se utilizan como referencia para la implementación del circuito completo en simulación electrónica.

A continuación, se presenta el cálculo de los elementos de la red de adaptación tipo T correspondiente a una potencia de salida de 150 W, manteniendo constantes la frecuencia de operación y el factor de calidad de la red.

Para este caso, la impedancia óptima de salida del amplificador previamente determinada es:

$$R_s = 8.87\ \Omega$$

mientras que la impedancia de la carga equivalente se mantiene en:

$$R_L = 200\ \Omega$$

Dado que  $R_L > R_s$  se cumple la condición necesaria para la aplicación de la red de adaptación tipo T. Se adopta un factor de calidad de diseño de:

$$Q = 7$$

A partir de este valor, las reactancias de los elementos de la red se calculan mediante las expresiones analíticas presentadas anteriormente. En primer lugar, la reactancia serie del lado de la fuente se obtiene como:

$$X_{LS} = QR_s = 7(8.87) = 62.1\ \Omega$$

La reactancia serie del lado de la carga se calcula como:

$$X_{LL} = QR_L = 7(200) = 1400\ \Omega$$

Por su parte, la reactancia en derivación resulta:

$$X_c = \frac{R_L}{Q} = \frac{200}{7} = 28.6$$

Una vez determinadas las reactancias, se procede a su conversión a valores físicos de inductancia y capacitancia. Para ello, se define la frecuencia angular de operación como:

$$\omega = 2\pi f$$

$$\omega = 2\pi(500 \times 10^3)$$

$$\omega = 3.1416 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

La inductancia serie del lado de la fuente se calcula mediante:

$$L_S = \frac{X_{LS}}{\omega} = \frac{62.1}{3.1416 \times 10^6} = 19.8 \mu\text{H}$$

La inductancia serie del lado de la carga se obtiene como:

$$L_L = \frac{X_{LL}}{\omega} = \frac{1400}{3.1416 \times 10^6} = 89.1 \mu\text{H}$$

Finalmente, el capacitor en derivación se determina a partir de:

$$C = \frac{1}{\omega X_c} = \frac{1}{(3.1416 \times 10^6)(28.6)} = 4.54 \text{ nF}$$

Estos valores corresponden al diseño teórico idealizado de la red de adaptación tipo T para una potencia de salida de 150 W y se emplean como referencia para la implementación del circuito en simulación electrónica. El mismo procedimiento se aplica para los restantes niveles de potencia analizados, cuyos resultados se resumen en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Valores de diseño de las diferentes potencias.

Potencia (P_out)	(R_s) ( $\Omega$ )	(L_S) ( $\mu\text{H}$ )	(L_L) ( $\mu\text{H}$ )	(C) (nF)
150 W	8.87	19.8	89.1	4.54
175 W	7.60	17.0	85.0	4.54
200 W	6.64	14.8	51.7	7.49

Los valores obtenidos muestran que, al aumentar la potencia de operación y disminuir la impedancia óptima de salida del amplificador, los elementos reactivos de la red de adaptación se ajustan de manera coherente para mantener la condición de adaptación entre la etapa de potencia y la carga

equivalente. Estos parámetros permiten que el amplificador opere cercano a su punto de diseño óptimo, maximizando la transferencia de potencia hacia la carga bajo las condiciones de simulación definidas.

Cabe destacar que los valores calculados corresponden a un modelo idealizado, empleado con fines de análisis teórico y simulación. La consideración de tolerancias de componentes, pérdidas parasitarias y efectos no ideales se deja fuera del alcance del presente trabajo y se identifica como una posible línea de desarrollo futuro.

### 3.6.5 INTEGRACIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN CON EL AMPLIFICADOR

Para la implementación final de la red de adaptación se procedió al diseño e integración de las diferentes etapas que conforman el sistema de generación y amplificación de la señal. Estas etapas incluyen el oscilador, el bloque de control, el driver y el amplificador de potencia, los cuales trabajan de manera conjunta para garantizar una adecuada transferencia de señal y una correcta adaptación de impedancias entre las distintas partes del circuito.

#### 3.6.5.1 ETAPA GENERADORA DE SEÑAL PORTADORA (OSCILADOR)

El oscilador es el encargado de generar la señal de radiofrecuencia que sirve como punto de partida para el sistema. Esta señal se produce una frecuencia estable y controlada, proporcionando la referencia necesaria para las etapas posteriores de procesamiento y amplificación. La estabilidad del oscilador es fundamental para asegurar el correcto funcionamiento del sistema en conjunto.

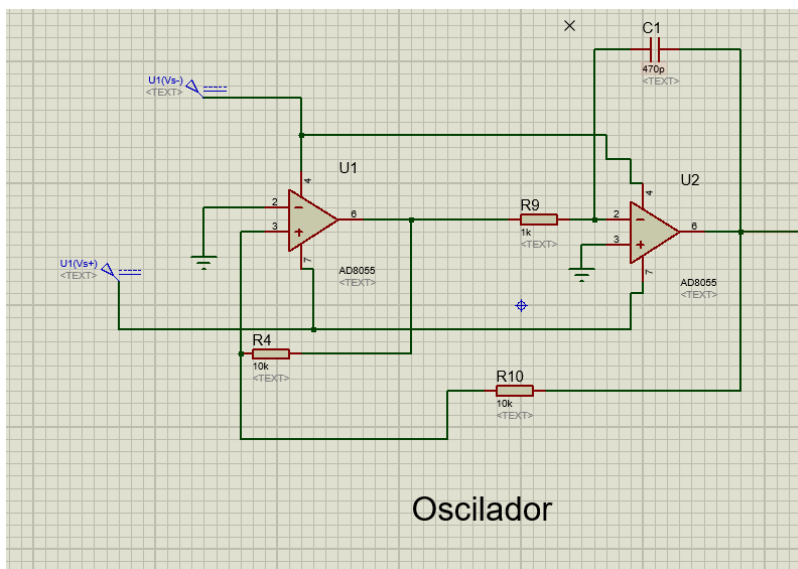


Figura 3.4: Generador de señal portadora.

### 3.6.5.2 ETAPA DE CONTROL

El bloque de control fue implementado mediante una plataforma Arduino, la cual permite gestionar y regular el funcionamiento del sistema de manera flexible. A través de este dispositivo se controlan las condiciones de operación del equipo y la selección de los distintos modos de funcionamiento.

El cambio entre los modos de corte y coagulación se realiza mediante tres botones, los cuales permiten seleccionar las diferentes configuraciones disponibles del sistema según el modo de operación requerido. Asimismo, el modo seleccionado se muestra en una pantalla, permitiendo al usuario visualizar de forma clara el estado actual de operación del sistema.

Para la programación utilizada en el sistema de control, el código correspondiente puede consultarse en el Anexo 1 de este documento.

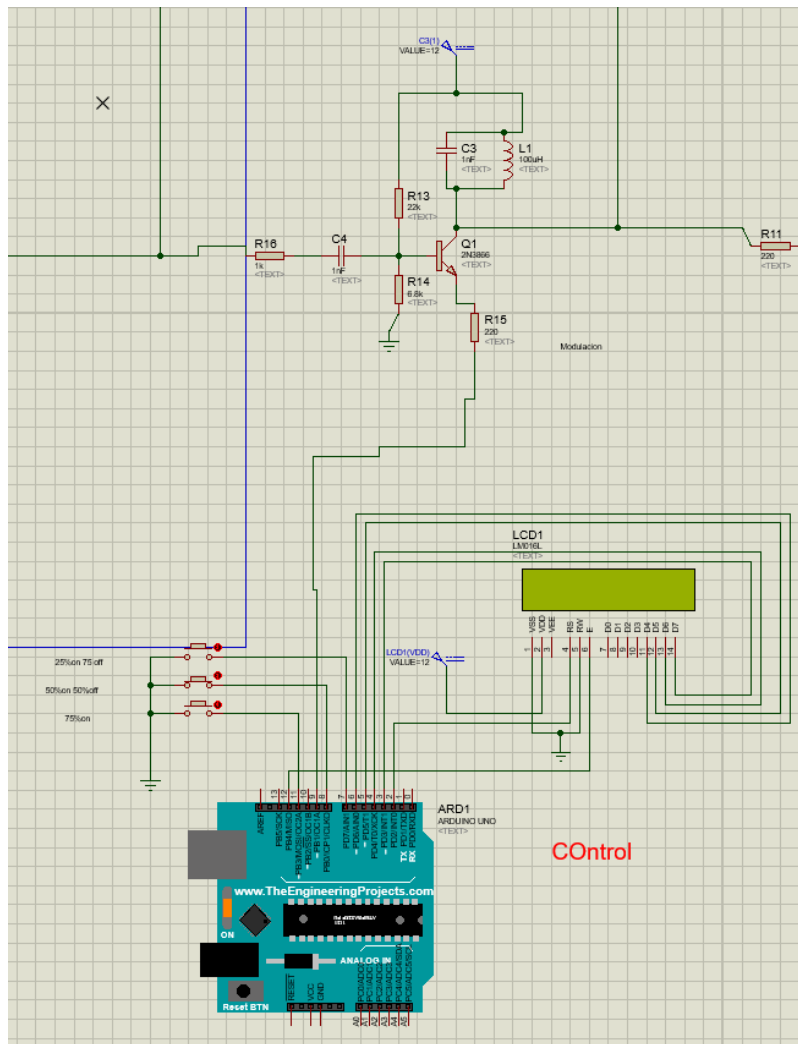


Figura 3.5: Etapa de control del electrobisturí.

### 3.6.5.3 ETAPA DE DRIVER

El driver corresponde a una etapa intermedia entre el oscilador y el amplificador de potencia. Su función principal es acondicionar la señal proveniente de las etapas previas y proporcionar el nivel adecuado para excitar correctamente la etapa amplificadora.

En este sistema se utilizó un driver TC4428, el cual permite generar la señal cuadrada necesaria para el adecuado funcionamiento del circuito de potencia. Esta etapa asegura una correcta excitación del amplificador, contribuyendo a la estabilidad y eficiencia del sistema.

Para mayor detalle sobre el diseño y configuración del driver utilizado, se puede consultar el Anexo 3 de este documento.

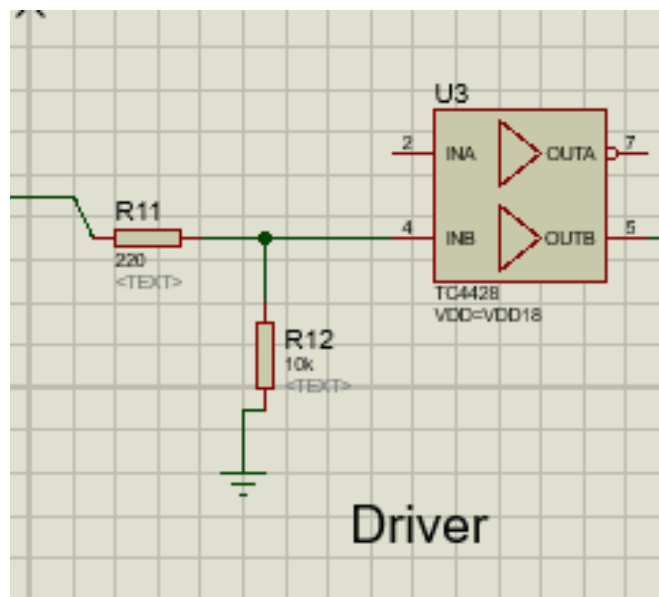


Figura 3.6: Etapa de Driver.

### 3.6.5.4 ETAPA DE POTENCIA

Una vez determinados los valores de los elementos reactivos que conforman la red de adaptación tipo T, se procede a su implementación en el entorno de simulación electrónica junto con el modelo completo del amplificador de potencia Clase E Figura 3.7. Esta implementación permite evaluar el comportamiento eléctrico del sistema considerando de manera conjunta la etapa de potencia y la carga resistiva equivalente.

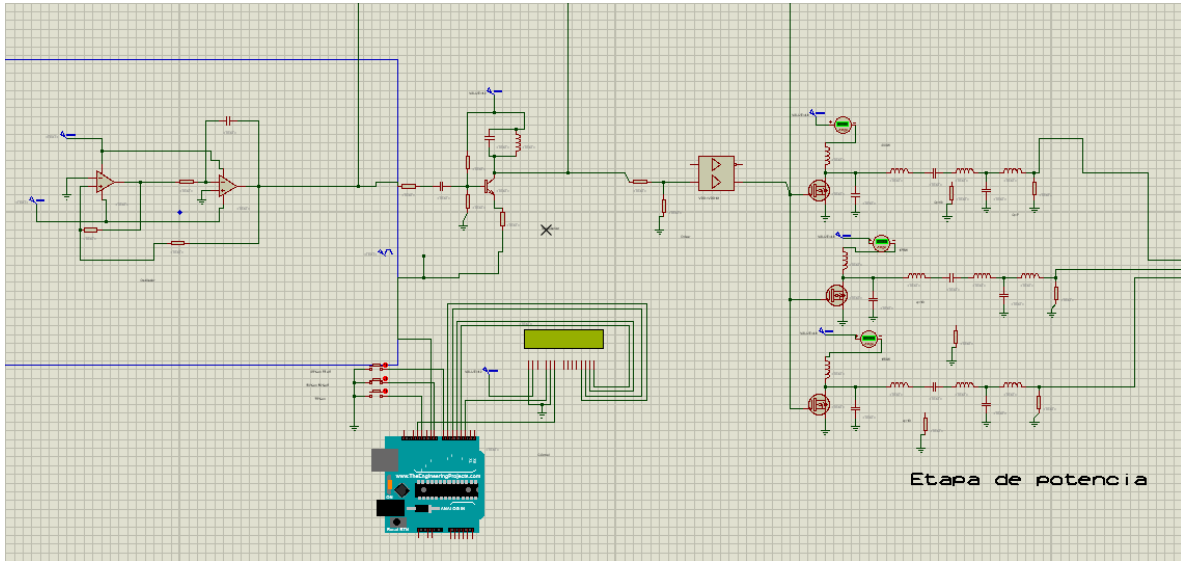


Figura 3.7: Etapa de potencia y red T implementada en el circuito final en proteus.

La red de adaptación se incorpora entre la salida del amplificador y la carga  $R_L=200\ \Omega$  empleando los valores calculados en la sección anterior Figura 3.8. Los elementos reactivos se modelan como componentes ideales, coherentes con el enfoque teórico adoptado en el diseño del amplificador, con el fin de aislar el comportamiento fundamental del sistema y facilitar el análisis de resultados.

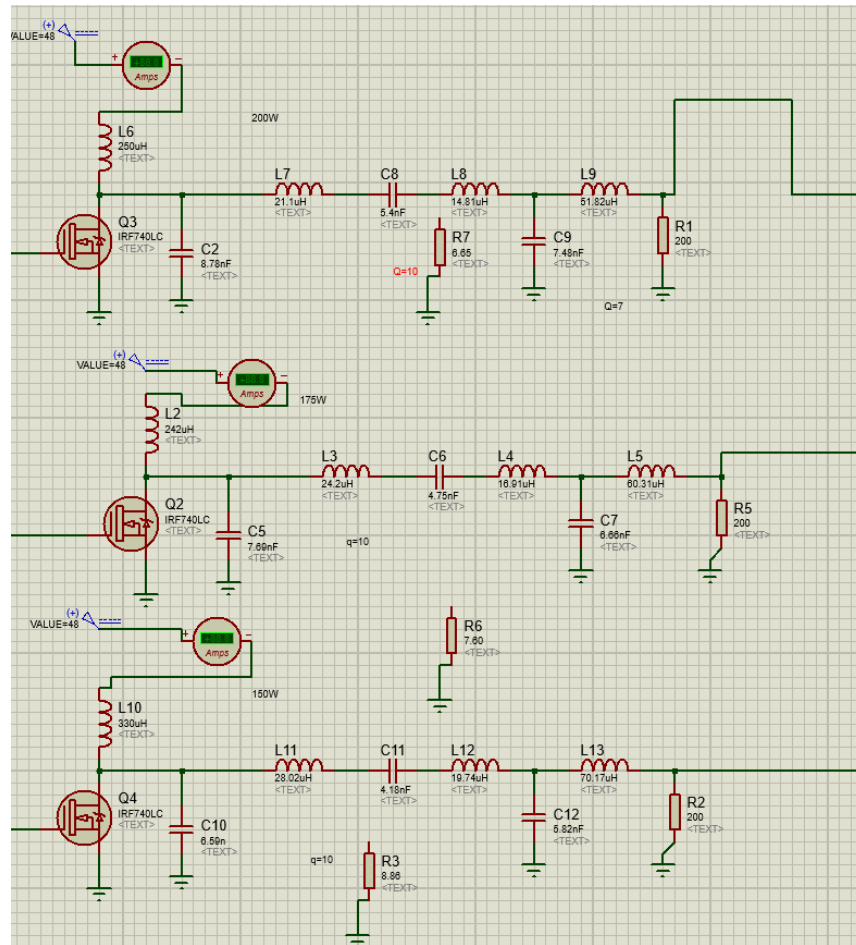


Figura 3.8: Amplificador clase E con red de adaptación T.

La simulación se realiza bajo condiciones de régimen permanente, verificando que la impedancia vista por el amplificador se aproxime al valor de impedancia óptima de diseño a la frecuencia de operación establecida. Este procedimiento permite analizar la transferencia de potencia hacia la carga y evaluar el impacto de la red de adaptación sobre el desempeño energético del sistema.

La implementación de la red de adaptación en simulación permite además observar las formas de onda de tensión y corriente en los distintos nodos del circuito, así como verificar que la inclusión de la red no compromete las condiciones de operación del amplificador Clase E. Los resultados obtenidos a partir de esta simulación se presentan y analizan posteriormente en el capítulo de resultados.

## 4 CAPÍTULO 4: RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LA ETAPA DE POTENCIA CLASE E

---

### 4.1 INTRODUCCIÓN A LOS RESULTADOS OBTENIDOS

En este capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos a partir de la simulación electrónica de la etapa de potencia basada en un amplificador Clase E, propuesta para aplicaciones de electrocirugía. Las simulaciones se realizaron con el objetivo de evaluar el comportamiento eléctrico del circuito bajo distintas condiciones de operación, así como su desempeño energético en términos de potencia entregada a la carga y eficiencia.

Los resultados mostrados corresponden a diferentes modos de operación asociados a aplicaciones de corte y coagulación, los cuales se implementan mediante variaciones en el ciclo de trabajo de la señal de excitación. Asimismo, se consideran distintos niveles de potencia de salida con el fin de analizar la respuesta del sistema ante cambios en las condiciones de operación.

El análisis realizado se centra en tres aspectos fundamentales desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica:

1. las formas de onda de voltaje obtenidas en la carga,
2. la potencia promedio entregada
3. la eficiencia energética de la etapa de potencia.

En particular, el análisis cuantitativo de la potencia promedio entregada y de la eficiencia energética se realiza considerando el modo de corte continuo como condición de operación de referencia, al representar el caso de mayor exigencia energética del sistema. Los demás modos de operación, asociados a variaciones del ciclo de trabajo, se presentan con fines comparativos y de validación cualitativa del comportamiento del circuito.

Los valores obtenidos mediante simulación se comparan con los valores teóricos esperados para la topología Clase E, permitiendo evaluar el grado de concordancia entre ambos y discutir las posibles diferencias derivadas de las no idealidades del modelo simulado.

Finalmente, es importante señalar que los resultados presentados corresponden exclusivamente a un entorno de simulación electrónica. Por lo tanto, las conclusiones obtenidas reflejan el comportamiento

teórico–simulado de la etapa de potencia y no consideran efectos asociados a una implementación física real, tales como tolerancias de los componentes, pérdidas adicionales o condiciones térmicas.

## **4.2 ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA DE SALIDA**

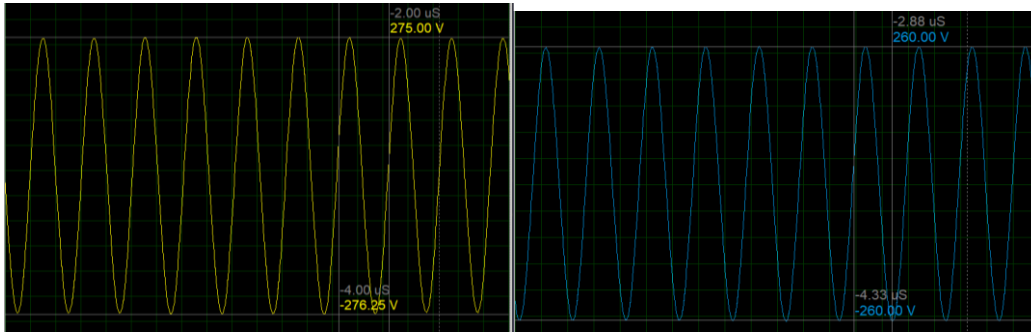
El análisis de las formas de onda obtenidas en la simulación permite evaluar el comportamiento dinámico de la etapa de potencia Clase E bajo diferentes condiciones de operación. En particular, las señales de voltaje en la carga reflejan directamente la forma en que la energía es transferida desde la fuente hacia la carga equivalente, lo cual resulta fundamental para aplicaciones de electrocirugía.

En este apartado se analizan las formas de onda correspondientes a distintos modos de operación, los cuales se asocian con los modos de corte y coagulación empleados en equipos de electrocirugía. Dichos modos se implementan mediante variaciones en el ciclo de trabajo de la señal de excitación, manteniendo constante la topología de la etapa de potencia.

### **4.2.1 MODO DE CORTE CONTINUO (CORTE PURO)**

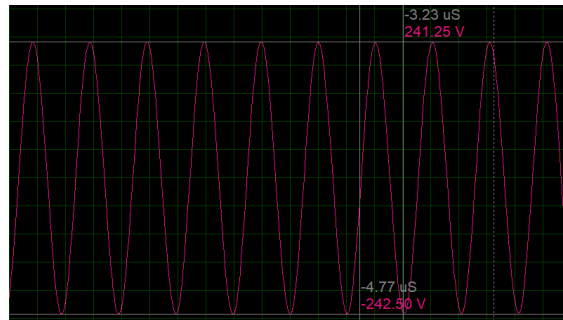
En el modo de corte continuo, la etapa de potencia opera con una señal de excitación constante, lo que permite la entrega ininterrumpida de energía a la carga. Este modo de operación se caracteriza por la generación de una señal de salida de alta frecuencia con amplitud prácticamente constante, condición necesaria para producir el efecto de corte en aplicaciones de electrocirugía.

Las simulaciones se realizaron considerando distintos niveles de potencia nominal. Las formas de onda de voltaje obtenidas en la carga muestran un comportamiento periódico y estable, sin distorsiones significativas ni irregularidades apreciables. A medida que se incrementa la potencia de operación, se observa un aumento en la amplitud del voltaje de salida, manteniéndose la frecuencia de operación constante Figura 4.1.



A) Gráfica a 200W

B) Gráfica a 175W



C) Gráfica 150W

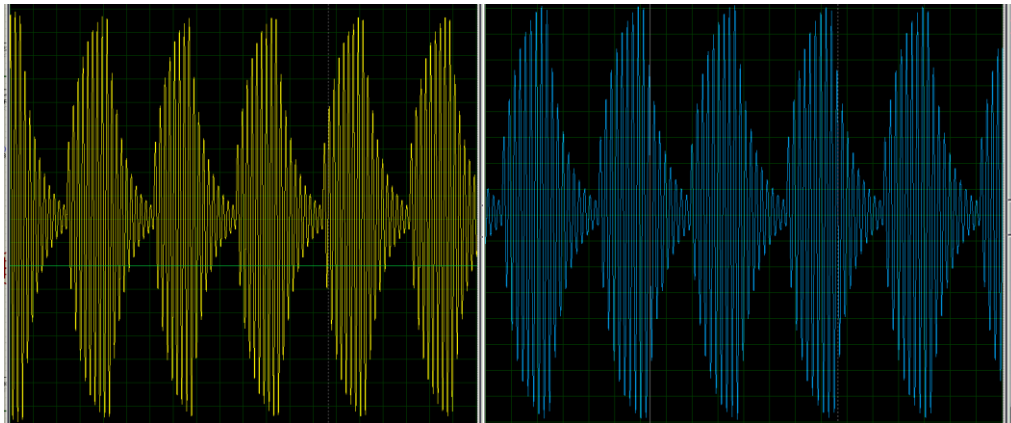
Figura 4.1: Forma de onda de voltaje en la carga en modo de corte continuo.

Este comportamiento es consistente con el principio de operación del amplificador Clase E, el cual permite una transferencia eficiente de energía mediante conmutación, reduciendo las pérdidas asociadas al dispositivo activo. La estabilidad de las formas de onda indica que la etapa de potencia opera en condiciones adecuadas y que el diseño del circuito es capaz de sostener niveles elevados de potencia sin comprometer el comportamiento eléctrico del sistema.

#### 4.2.2 MODO DE CORTE-COAGULACIÓN CON CICLO DE TRABAJO 50 % ON – 50 % OFF

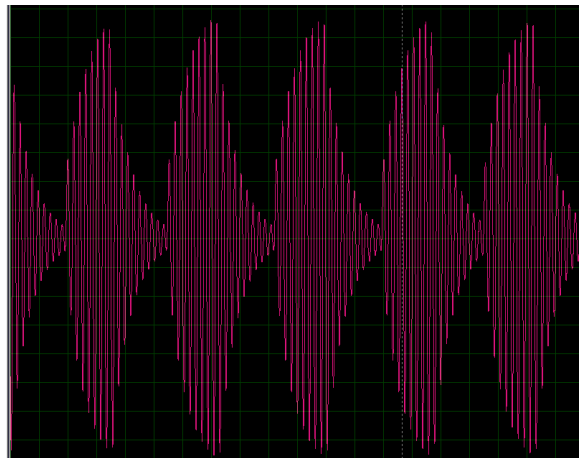
Para el modo de corte-coagulación, la entrega de energía se controla mediante la modulación del ciclo de trabajo de la señal de excitación. En este modo, la etapa de potencia alterna periodos de conducción (ON) y no conducción (OFF), lo que permite reducir la potencia promedio entregada a la carga sin modificar la topología del circuito.

En el caso analizado, se empleó un ciclo de trabajo del 50 % ON – 50 % OFF. Las formas de onda obtenidas muestran que durante los intervalos de conducción la señal conserva las características del modo de corte continuo, mientras que en los intervalos OFF la amplitud del voltaje se reduce significativamente Figura 4.2.



A) Gráfica a 200W

B) Gráfica a 175W



C) Gráfica 150W

Figura 4.2: Forma de onda de salida en modo corte–coagulación con ciclo de trabajo del 50 %.

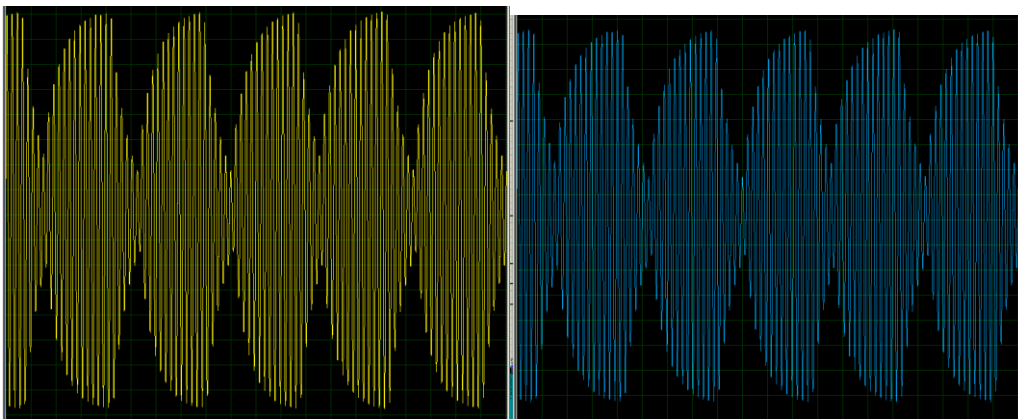
Este comportamiento permite una entrega intermitente de energía, adecuada para aplicaciones de coagulación, donde no se requiere una aplicación continua de potencia. La modulación por ciclo de trabajo se presenta, así como una estrategia efectiva para adaptar el funcionamiento de la etapa de potencia a distintos modos de operación, manteniendo un control adecuado sobre la energía suministrada.

### 4.2.3 MODOS DE COAGULACIÓN CON DISTINTOS CICLOS DE TRABAJO

Con el fin de evaluar la influencia del ciclo de trabajo sobre el comportamiento de la etapa de potencia, se analizaron configuraciones adicionales con diferentes proporciones de tiempo de conducción y no conducción. En particular, se consideraron ciclos de trabajo del 75 % ON – 25 % OFF y del 25 % ON – 75 % OFF Figura 4.3,4.4.

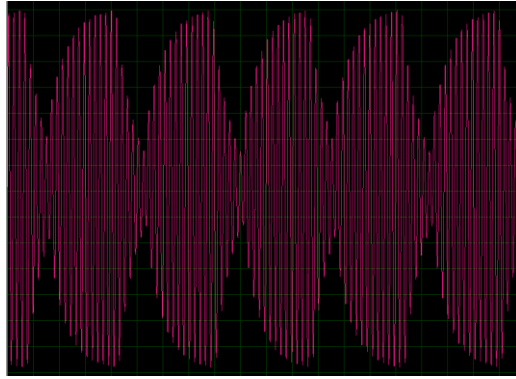
Las formas de onda obtenidas muestran que al incrementar el porcentaje de tiempo ON, la energía promedio entregada a la carga aumenta, reflejándose en una mayor amplitud efectiva de la señal de salida. Por el contrario, una reducción del tiempo de conducción provoca una disminución significativa de la potencia efectiva suministrada, sin alterar la frecuencia fundamental de operación.

Estos resultados confirman que el control del ciclo de trabajo constituye un parámetro clave para ajustar el modo de operación del sistema, permitiendo una transición gradual entre condiciones de mayor o menor entrega de energía. Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, este comportamiento demuestra la versatilidad de la etapa de potencia Clase E para adaptarse a diferentes requerimientos de operación sin necesidad de modificar el diseño del circuito.



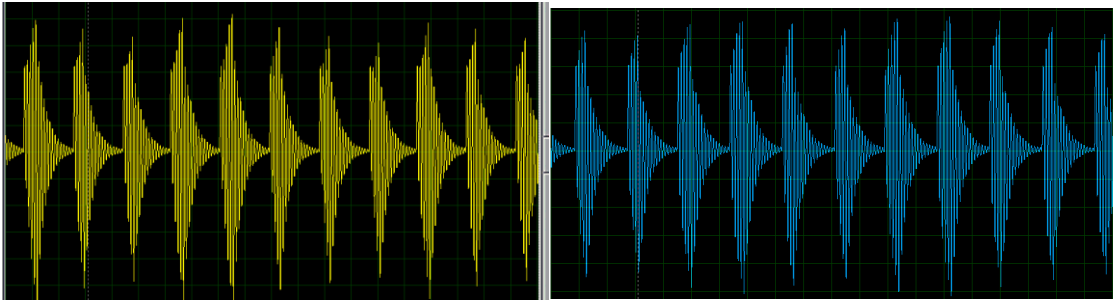
A) Gráfica a 200W

B) Gráfica a 175W



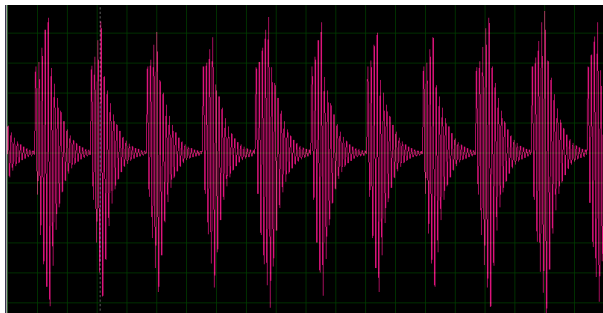
C) Gráfica 150W

Figura 4.3: Forma de onda de salida en modo corte-coagulación con ciclo de trabajo del 75 % ON – 25 % OFF.



A) Gráfica a 200W

B) Gráfica a 175W



C) Gráfica 150W

Figura 4.4: Forma de onda de salida en modo corte-coagulación con ciclo de trabajo del 25 % ON – 75 % OFF.

### 4.3 POTENCIA ENTREGADA A LA CARGA

La potencia promedio entregada a la carga constituye uno de los parámetros más relevantes para evaluar el desempeño de la etapa de potencia propuesta. En aplicaciones de electrocirugía, este parámetro se relaciona directamente con la capacidad del sistema para producir los efectos térmicos deseados durante los modos de corte y coagulación.

En el presente trabajo, la potencia entregada a la carga se determinó a partir de los valores eficaces del voltaje obtenidos en simulación, considerando una carga resistiva equivalente de valor constante. Dicha carga representa de manera simplificada el comportamiento eléctrico del sistema durante la operación, permitiendo un análisis controlado y reproducible.

El cálculo de la potencia promedio se realizó empleando la relación fundamental entre potencia, voltaje eficaz y resistencia, expresada como:

$$P_L = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \quad (4.1)$$

donde  $P_L$  es la potencia promedio entregada a la carga,  $V_{RMS}$  es el valor eficaz del voltaje obtenido en simulación y  $R_L$  corresponde a la resistencia equivalente de la carga.

Los valores de  $V_{RMS}$  se obtuvieron directamente a partir de las formas de onda simuladas Tabla 4.1, asegurando que el sistema operara en régimen permanente antes de realizar la medición. Este procedimiento permite minimizar errores asociados a transitorios iniciales y garantiza que los valores calculados representen adecuadamente el comportamiento estable de la etapa de potencia.

Tabla 4.1: Datos prácticos del circuito implementado.

Potencia (W)	(Vpp) (V)	(Vp) (V)	(VRMS) (V)	(IRMS) (A)	(Ip) (A)	(Ipp) (A)
150	483.75	241.88	171.03	0.855	1.209	2.419
175	520.00	260.00	183.85	0.919	1.300	2.600
200	551.25	275.63	194.90	0.974	1.378	2.756

A partir de los valores obtenidos, se calcularon las potencias entregadas correspondientes a los distintos niveles de operación analizados. Los resultados muestran una relación coherente entre el incremento del voltaje eficaz y el aumento de la potencia entregada, lo cual concuerda con el comportamiento teórico esperado para una carga resistiva.

Para la potencia de 150w teóricos salió que

$$V_{\text{RMS}} = \frac{V_{\text{PP}}}{2\sqrt{2}} = \frac{483.75}{2\sqrt{2}} = 171.03\text{V}$$

$$P_L = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R_L} = \frac{171.03^2}{200} = 146.26\text{W}$$

Para la potencia de 175w teóricos salió que

$$V_{\text{RMS}} = \frac{V_{\text{PP}}}{2\sqrt{2}} = \frac{520}{2\sqrt{2}} = 183.85\text{V}$$

$$P_L = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R_L} = \frac{183.85^2}{200} = 169\text{W}$$

Para la potencia de 200w teóricos salió que

$$V_{\text{RMS}} = \frac{V_{\text{PP}}}{2\sqrt{2}} = \frac{551.25}{2\sqrt{2}} = 194.9\text{V}$$

$$P_L = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R_L} = \frac{194.9^2}{200} = 189.92\text{W}$$

El análisis de los resultados indica que la etapa de potencia es capaz de suministrar niveles de potencia acordes con los valores nominales establecidos, manteniendo un comportamiento estable en todos los casos evaluados. Las ligeras diferencias entre la potencia nominal esperada y la potencia calculada a partir de la simulación pueden atribuirse a las no idealidades de los modelos empleados, así como a pérdidas internas presentes en los dispositivos de conmutación y en la red resonante.

Estos resultados confirman que la etapa de potencia basada en el amplificador Clase E presenta un desempeño adecuado para aplicaciones de electrocirugía, al ser capaz de transferir de manera eficiente la energía hacia la carga bajo distintas condiciones de operación.

## 4.4 EFICIENCIA ENERGÉTICA DE LA ETAPA DE POTENCIA

La eficiencia energética de la etapa de potencia constituye un parámetro fundamental para evaluar su viabilidad en aplicaciones de electrocirugía, ya que permite cuantificar qué proporción de la potencia suministrada por la fuente de alimentación es efectivamente transferida a la carga. Una alta eficiencia implica menores pérdidas internas, reducción de disipación térmica y un mejor aprovechamiento de la energía disponible.

En este trabajo, la eficiencia de la etapa de potencia se determinó a partir de la relación entre la potencia promedio entregada a la carga y la potencia suministrada por la fuente de alimentación de corriente continua. La eficiencia se calculó mediante la expresión:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} \quad (4.2)$$

donde  $P_L$  corresponde a la potencia promedio entregada a la carga, calculada en el apartado anterior, y  $P_{DC}$  es la potencia suministrada por la fuente, determinada como el producto del voltaje de alimentación y la corriente promedio consumida por la etapa de potencia.

Para la potencia suministrada por la fuente se uso

La potencia suministrada por la fuente de alimentación de corriente continua se define como:

$$P_{DC} = V_{SUPPLY} I_{DC} \quad (4.3)$$

donde:

- $V_{supply}$  es el voltaje de la fuente DC,
- $I_{DC}$  es la corriente promedio suministrada por la fuente.

Los valores de corriente continua se obtuvieron directamente de la simulación, asegurando que el sistema se encontrara en régimen permanente. Este procedimiento permite evaluar de manera consistente el desempeño energético del circuito bajo las distintas condiciones de operación analizadas.

Caso

$$P_{DC} = 48 \times 3.3 = 158.4 \text{ W}$$

Caso 2

$$P_{DC} = 48 \times 4.1 = 196.8 \text{ W}$$

Caso 3

$$P_{DC} = 48 \times 4.7 = 225.6 \text{ W}$$

Los resultados obtenidos muestran que la etapa de potencia basada en el amplificador Clase E alcanza valores de eficiencia elevados para los distintos niveles de potencia considerados Tabla 4.2. Este comportamiento es consistente con el principio de operación de la topología Clase E, la cual se caracteriza por condiciones de conmutación suave que reducen las pérdidas asociadas al encendido y apagado del dispositivo activo.

Tabla 4.2: Potencias suministradas por la fuente

Potencia nominal	(I_DC) (A)	(V_supply) (V)	(P_DC) (W)
150 W	3.3	48	158.4 W
175 W	4.1	48	196.8 W
200	4.7	48	225.6 W

Ahora para mis potencias en mis cargas se observan en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Potencia entregada a la carga para distintos niveles de operación.

Potencia práctica (P_L) (W)	(V_RMS) práctico (V)
146.26	171.03
169.00	183.85
189.92	194.90

Por lo tanto con mi potencia correspondientes se procede al cálculo de mi eficiencia practica

Caso1

$$P_L = 146.26 \text{ W}, P_{DC} = 158.4 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{146.26}{158.4} = 0.9233 = 92.33\%$$

Caso 2

$$P_L = 169.00 \text{ W}, P_{DC} = 196.8 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{169.00}{196.8} = 0.8586 = 85.86\%$$

Caso 3

$$P_L = 189.92 \text{ W}, P_{DC} = 225.6 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{189.92}{225.6} = 0.8419 = 84.19\%$$

Siguiendo el mismo procedimiento se consiguió también mis eficiencias teóricas mostrada en Tabla 4.4.

Tabla 4.4: Resultados de eficiencia teórica.

Potencia teórica (W)	(PDC) (W)	%
150	158.4	94.69
175	196.8	88.96
200	225.6	88.65

Se observa que, conforme aumenta el nivel de potencia de operación, la eficiencia presenta ligeras variaciones. Estas diferencias pueden atribuirse principalmente al incremento de las pérdidas por conducción en el dispositivo de conmutación y a las pérdidas presentes en la red resonante. No obstante, los valores de eficiencia se mantienen dentro de un rango adecuado para aplicaciones de potencia de alta frecuencia, lo que confirma la pertinencia de la topología seleccionada.

Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, los resultados obtenidos indican que la etapa de potencia propuesta logra un compromiso adecuado entre potencia entregada y eficiencia energética, lo cual resulta especialmente relevante en sistemas de electrocirugía, donde se requiere una transferencia eficiente de energía para garantizar un funcionamiento estable y confiable.

## 4.5 COMPARACIÓN ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS Y SIMULADOS

La comparación entre los valores teóricos y los resultados obtenidos mediante simulación permite evaluar el grado de concordancia del modelo implementado y validar el comportamiento esperado de la etapa de potencia Clase E. Este análisis resulta fundamental para identificar posibles desviaciones asociadas a las no idealidades del sistema simulado y para determinar la pertinencia del enfoque adoptado.

Los valores teóricos considerados se obtuvieron a partir de las expresiones clásicas asociadas al funcionamiento del amplificador Clase E, bajo el supuesto de componentes ideales y condiciones de conmutación óptimas Tabla 4.5. Por su parte, los valores simulados incorporan efectos no ideales propios de los modelos empleados, tales como resistencias parásitas, pérdidas en los dispositivos de conmutación y en la red resonante.

Tabla 4.5: Tabla de datos teórica.

Potencia (W)	(V_RMS) (V)	(V_p) (V)	(V_pp) (V)	(I_RMS) (A)	(I_p) (A)	(I_pp) (A)
150	173.2	245.0	490.0	0.866	1.225	2.45
175	187.1	264.6	529.2	0.936	1.324	2.65
200	200.0	282.8	565.7	1.000	1.414	2.83

Al comparar la potencia entregada a la carga, se observa que los valores obtenidos en simulación presentan una buena correspondencia con los valores teóricos esperados Figura 4.5. Las diferencias relativas observadas se mantienen dentro de un margen aceptable, lo cual indica que el modelo simulado reproduce de manera adecuada el comportamiento general de la etapa de potencia.

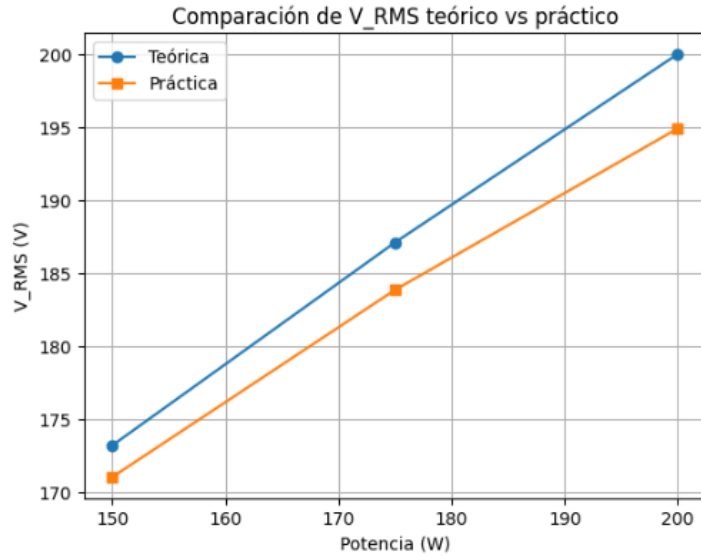


Figura 4.5: Gráfica comparativa  $V_{rms}$  teórico vs práctico.

En el caso de la eficiencia energética, los resultados simulados tienden a ser ligeramente inferiores a los valores teóricos ideales Figura 4.6. Esta diferencia es coherente con la presencia de pérdidas adicionales consideradas en la simulación, tales como pérdidas por conducción y conmutación en el dispositivo activo, así como pérdidas en los elementos pasivos de la red resonante. Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, este comportamiento es esperado y confirma que el análisis teórico representa un límite superior del desempeño real del sistema.

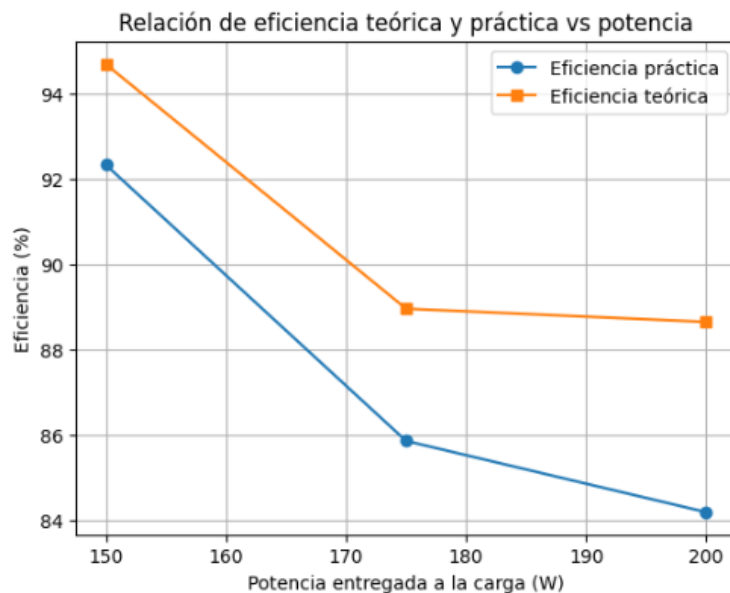


Figura 4.6: Gráfica de relación de eficiencia teórica vs práctica.

En la Figura 4.6 se muestra la relación entre la eficiencia teórica y la eficiencia práctica de la etapa de potencia en función de la potencia entregada a la carga. Se observa que la eficiencia práctica es ligeramente menor que la eficiencia teórica en todos los casos, debido a las pérdidas asociadas al modelo de simulación y a las no idealidades de los componentes. Asimismo, se aprecia una disminución gradual de la eficiencia conforme aumenta la potencia de operación.

La comparación realizada pone de manifiesto que, si bien el análisis teórico permite estimar el comportamiento ideal de la etapa de potencia, la simulación electrónica proporciona una aproximación más realista al desempeño del circuito bajo condiciones prácticas. La concordancia general entre ambos enfoques valida el diseño propuesto y respalda la utilización de la simulación como herramienta para el análisis de etapas de potencia de alta eficiencia.

En conjunto, los resultados obtenidos indican que la etapa de potencia basada en el amplificador Clase E presenta un comportamiento consistente con la teoría, al mismo tiempo que permite identificar de manera clara el impacto de las no idealidades del sistema. Este análisis comparativo refuerza la validez del modelo desarrollado y proporciona una base sólida para la discusión de los resultados presentados en este trabajo.

#### **4.6 LIMITACIONES DEL ANÁLISIS REALIZADO**

Los resultados presentados en los apartados anteriores corresponden a un análisis realizado exclusivamente mediante simulación electrónica, por lo que es necesario discutir las principales limitaciones asociadas a este enfoque. Reconocer dichas limitaciones permite contextualizar adecuadamente los resultados obtenidos y delimitar el alcance real del estudio desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica.

En primer lugar, el comportamiento de los dispositivos activos y pasivos utilizados en la simulación depende directamente de los modelos empleados por el software. Si bien estos modelos incorporan ciertos efectos no ideales, tales como resistencias parásitas y pérdidas básicas, no representan de manera completa todos los fenómenos físicos presentes en una implementación real, como variaciones paramétricas con la temperatura, dispersión de valores nominales o envejecimiento de los componentes.

Asimismo, la carga considerada en el análisis se modela como una resistencia eléctrica equivalente de valor constante. Este enfoque permite simplificar el análisis y evaluar el desempeño energético de

la etapa de potencia bajo condiciones controladas; sin embargo, no reproduce de manera exacta el comportamiento dinámico del tejido biológico real, cuya impedancia puede variar en función de la frecuencia, la temperatura y el tipo de tejido involucrado durante un procedimiento de electrocirugía.

Otra limitación relevante del modelo de simulación es la ausencia de efectos asociados al entorno físico de operación. Fenómenos como el acoplamiento electromagnético no deseado, el ruido de alta frecuencia, las pérdidas en interconexiones y las limitaciones impuestas por el diseño físico del circuito impreso no se consideran en el presente análisis. Estos factores pueden influir de manera significativa en el desempeño real de una etapa de potencia de alta frecuencia.

Adicionalmente, el análisis se centra en condiciones de operación en régimen permanente, por lo que no se evalúan de manera detallada los transitorios asociados al encendido, apagado o cambios abruptos en las condiciones de operación. En aplicaciones reales, estos transitorios pueden tener un impacto importante tanto en el desempeño eléctrico como en la integridad de los dispositivos de conmutación.

Finalmente, es importante señalar que el presente trabajo no contempla la validación experimental mediante la construcción física del circuito. En consecuencia, los resultados obtenidos deben interpretarse como una aproximación teórico-simulada al comportamiento de la etapa de potencia, útil para el análisis preliminar y la evaluación comparativa de la topología seleccionada, pero no como una caracterización definitiva del desempeño del sistema en condiciones reales de operación.

Desde el punto de vista académico, estas limitaciones no invalidan los resultados presentados, sino que delimitan claramente el alcance del estudio y establecen una base sólida para trabajos futuros orientados a la implementación experimental, optimización del diseño o análisis bajo condiciones más complejas de carga.

## 5 CAPÍTULO 5 DISCUSIÓN DE RESULTADOS

---

### 5.1 DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

Los resultados presentados en el Capítulo 4 permiten analizar de manera cuantitativa el comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia basada en el amplificador.

En el modo de corte continuo, considerado como condición de referencia para representar el escenario de mayor exigencia energética, se evaluarán tres niveles nominales de potencia: 150 W, 175 W y 200 W. Los valores de potencia entregados a la carga obtenida mediante simulación fueron aproximadamente 146.26 W, 169.00 W y 189.92 W, respectivamente, lo que indica una correspondencia adecuada entre los valores nominales de diseño y los valores prácticos obtenidos en el entorno.

Se observa que a la potencia nominal de 150 W a 200 W (incremento del 33 %), la eficiencia disminuye aproximadamente 8,14%. Este comportamiento es coherente con el incremento de pérdidas por conducción en el dispositivo activo y con las pérdidas adicionales en la red resonante a medida que aumenta la corriente del sistema.

A pesar de esta reducción progresiva, la eficiencia se mantiene por encima del 84 % incluso en la condición de máxima potencia analizada (200 W), lo cual confirma el comportamiento energético favorable de la topología Clase E bajo condiciones de alta frecuencia y potencia elevada.

En los modos de operación modulados, correspondientes a corte-coagulación y coagulación, la disminución del ciclo de trabajo produce una reducción proporcional en la potencia promedio entregada a la carga, sin comprometer la estabilidad de las formas de onda ni el régimen de operación del amplificador. Este comportamiento evidencia que la etapa de potencia mantiene un desempeño estable ante variaciones en la señal de excitación, aspecto relevante en aplicaciones de electrocirugía donde se requiere control preciso de la energía térmica suministrada.

En conjunto, los resultados numéricos obtenidos demuestran que la etapa de potencia diseñada cumple con los requerimientos energéticos establecidos, alcanzando niveles de potencia de hasta 200 W con eficiencias superiores al 84%, lo cual valida la selección de la topología Clase E para aplicaciones de potencia de alta frecuencia orientadas a sistemas electrocirúrgicos monopolares.

## 5.2 COMPARACIÓN DEL COMPORTAMIENTO TEÓRICO Y SIMULADO

La comparación entre los resultados teóricos y los obtenidos mediante simulación permite evaluar el grado de concordancia del modelo desarrollado para la etapa de potencia basada en el amplificador Clase E. Esta comparación resulta fundamental para determinar el impacto de las no idealidades del sistema y validar la pertinencia del diseño adoptado.

Para los niveles nominales de potencia analizados (150 W, 175 W y 200 W), el análisis teórico establece eficiencias ideales de 94,69 %, 88,96 % y 88,65 %, respectivamente. Estos valores corresponden a condiciones óptimas de operación bajo el supuesto de componentes ideales y conmutación suave perfecta.

Por su parte, los resultados obtenidos mediante simulación electrónica, considerando modelos no ideales de los dispositivos activos y pasivos, arrojan eficiencias de:

- 92,33 % para 150 W
- 85,86 % para 175 W
- 84,19 % para 200 W

La Tabla 5.1 resume la comparación cuantitativa entre eficiencia teórica y simulada.

Tabla 5.1 Diferencia de eficiencias teórica y simulada

Potencia nominal (W)	Eficiencia teórica (%)	Eficiencia simulada (%)	Diferencia (%)
150	94.69	92.33	2.36
175	88.96	85.86	3.10
200	88.65	84.19	4.46

Se observa que la diferencia relativa entre los valores teóricos y simulados se mantiene dentro de un margen inferior al 5 % en todos los casos evaluados. Esta variación es coherente con la inclusión de pérdidas por conducción en el dispositivo activo, resistencias parásitas y pérdidas en la red resonante, las cuales no se consideran en la formulación teórica ideal.

Asimismo, al aumentar la potencia nominal de 150 W a 200 W (incremento del 33 %), se observa una reducción gradual de la eficiencia tanto teórica como simulada. Este comportamiento confirma que el aumento de corriente en el circuito incrementa las pérdidas internas, particularmente en el dispositivo de conmutación y en los elementos reactivos.

A pesar de estas diferencias, la tendencia general del comportamiento energético se mantiene consistente entre el modelo teórico y el modelo simulado, lo que valida el enfoque metodológico adoptado. La concordancia observada demuestra que el diseño cumple con las condiciones fundamentales de operación del amplificador Clase E y que la simulación constituye una herramienta confiable para anticipar el desempeño del sistema antes de su implementación física.

En conjunto, la comparación teórica–simulada confirma que la etapa de potencia mantiene un desempeño energético elevado incluso bajo condiciones no ideales, con eficiencias superiores al 84 % en el caso de máxima potencia analizada (200 W), lo cual resulta adecuado para aplicaciones de alta frecuencia orientadas a electrocirugía monopolar.

### **5.3 EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA**

La evaluación integral del desempeño de la etapa de potencia basada en el amplificador Clase E permite analizar su comportamiento desde la perspectiva energética, eléctrica y funcional bajo las condiciones de operación definidas en este trabajo.

En términos de capacidad de entrega de potencia, el sistema demostró la posibilidad de operar en un rango de 150 W a 200 W, manteniendo estabilidad en las formas de onda y un comportamiento coherente con las condiciones de conmutación suave características de la topología Clase E. La potencia máxima simulada entregada a la carga fue de 189.92 W, valor cercano al nivel nominal de 200 W establecido en el diseño, lo que confirma la correcta implementación de la red de adaptación y del dimensionamiento de los elementos reactivos.

Desde el punto de vista energético, los valores de eficiencia simulada obtenidos (entre 84.19 % y 92.33 %) evidencian un desempeño elevado en comparación con arquitecturas lineales tradicionales, cuya eficiencia práctica no supera el 60–70 % en aplicaciones de potencia de radiofrecuencia. Esto implica que, para una potencia útil cercana a 190 W, la potencia demandada desde la fuente se mantiene en un rango controlado, reduciendo pérdidas por disipación térmica y mejorando el aprovechamiento energético del sistema.

Por ejemplo, en la condición de 200 W nominales, la potencia suministrada por la fuente fue de aproximadamente 225.6 W, mientras que la potencia útil entregada a la carga fue de 189.92 W, lo que representa pérdidas totales del orden de 35.68 W. Este nivel de pérdidas resulta coherente con un régimen de operación conmutado de alta eficiencia y confirma que la mayor parte de la energía suministrada es transferida efectivamente a la carga.

Asimismo, el comportamiento estable ante variaciones en el ciclo de trabajo demuestra que la topología seleccionada mantiene condiciones eléctricas controladas incluso cuando la potencia promedio entregada disminuye en los modos de coagulación. Esto indica que el desempeño del amplificador no depende exclusivamente del punto nominal de máxima potencia, sino que conserva la estabilidad en un rango amplio de operación.

En conjunto, la evaluación realizada permite concluir que la etapa de potencia diseñada cumple con los requisitos establecidos en términos de potencia, eficiencia y estabilidad eléctrica. El sistema logra mantener eficiencias superiores al 84 % incluso en condiciones de máxima exigencia energética, lo cual confirma la pertinencia del uso de una topología conmutada de alta eficiencia para aplicaciones de electrocirugía monopolar a 500 kHz.

## **5.4 LIMITACIONES DEL TRABAJO**

El presente trabajo presenta diversas limitaciones que deben ser consideradas para una correcta interpretación de los resultados obtenidos. Dichas limitaciones están asociadas tanto al enfoque metodológico adoptado como a las decisiones de modelado y simulación realizadas a lo largo del desarrollo de la tesis.

Una de las principales limitaciones radica en la representación del tejido biológico mediante una carga eléctrica equivalente de tipo resistivo, caracterizada por un valor fijo de  $R_L=200\ \Omega$ . Si bien este modelo permite analizar de manera controlada el comportamiento eléctrico y energético de la etapa de potencia, no reproduce completamente la naturaleza compleja y variable del tejido real, cuya impedancia depende de factores como la frecuencia, la temperatura y el tipo de tejido. Esta simplificación limita la capacidad del modelo para reflejar con total fidelidad las condiciones dinámicas presentes en un procedimiento de electrocirugía real.

Asimismo, el análisis se basa en la simulación electrónica del circuito, lo cual implica que los resultados obtenidos no consideran de manera directa ciertos efectos propios de una implementación

física. Entre estos se incluyen las tolerancias de los componentes, la variación de parámetros con la temperatura, los efectos térmicos acumulativos y las posibles interferencias electromagnéticas. Aunque el entorno de simulación incorpora modelos no ideales, estos no sustituyen completamente el comportamiento observado en un prototipo real.

Otra limitación del trabajo es que el estudio se centra exclusivamente en la etapa de potencia como bloque aislado del sistema electrocirúrgico. En este sentido, no se analizan de forma detallada otros subsistemas relevantes, como los circuitos de control, protección y realimentación, los cuales pueden influir significativamente en el desempeño global y en la seguridad del equipo durante su operación.

Por otra parte, el alcance del estudio se limita a la configuración de electrocirugía monopolar, adoptada como caso de análisis. Si bien esta elección es coherente con los objetivos planteados y con el uso extendido de dicha configuración en aplicaciones quirúrgicas generales, los resultados obtenidos no pueden extrapolarse directamente a sistemas de electrocirugía bipolar sin un análisis adicional.

No obstante, estas limitaciones no invalidan los resultados presentados, sino que definen con claridad el alcance del trabajo realizado. Las simplificaciones adoptadas permiten un análisis detallado y reproducible del comportamiento de la etapa de potencia Clase E, proporcionando una base técnica sólida para estudios posteriores que incorporen modelos de carga más complejos, validación experimental y una integración más amplia del sistema electrocirúrgico.

## 6 CAPITULO 6: CONCLUSIONES

---

En el presente trabajo de investigación se logro el objetivo de manera satisfactoria:

- En el presente trabajo se analizó y evaluó, mediante simulación electrónica, el desempeño de una etapa de potencia basada en un amplificador Clase E orientada a aplicaciones de electrocirugía. El estudio permitió analizar el comportamiento eléctrico y energético del sistema bajo distintos modos de operación, considerando parámetros fundamentales como las formas de onda de salida, la potencia entregada a la carga y la eficiencia energética.
- Los resultados obtenidos muestran que la etapa de potencia presenta un funcionamiento estable en los diferentes modos de operación analizados. En modo de corte continuo, para niveles nominales de 150 W, 175 W y 200 W , se obtuvieron potencias simuladas de aproximadamente 146.26 W, 169.00 W y 189.92 W , respectivamente, lo cual demuestra una alta correspondencia entre los valores de diseño y los resultados obtenidos. Las formas de onda en la carga son consistentes con los requerimientos de aplicaciones de corte y coagulación, manteniendo una frecuencia de operación constante y permitiendo el control de la energía mediante la modulación del ciclo de trabajo.
- En cuanto a la potencia entregada a la carga, los valores obtenidos a partir de la simulación presentan una relación coherente con los niveles de potencia establecidos, confirmando la capacidad del sistema para suministrar energía de manera controlada. Asimismo, la comparación entre los resultados teóricos y simulados mostró diferencias de 2.36 %, 3.10 % y 4.46 % para 150 W, 175 W y 200 W respectivamente, lo cual evidencia el impacto de las no idealidades del sistema sin comprometer el desempeño general.
- Respecto a la eficiencia energética, la topología Clase E demuestra un alto aprovechamiento de la potencia suministrada. Se obtuvieron eficiencias simuladas de 92.33 % (150 W), 85.86 % (175 W) y 84.19 % (200 W) , manteniéndose en todos los casos por encima del 84 %, incluso en condiciones de máxima potencia. En la condición de 200 W nominales, la potencia suministrada por la fuente fue de aproximadamente 225,6 W , con una potencia útil de 189,92 W , lo que implica pérdidas del orden de 35,68 W , consistentes con un régimen de alta eficiencia.
- Finalmente, el análisis realizado valida el uso de la simulación electrónica como una herramienta adecuada para el estudio de etapas de potencia aplicadas a sistemas de electrocirugía. El trabajo desarrollado establece una base técnica sólida para futuras

investigaciones orientadas a la implementación experimental, optimización del diseño e integración de la etapa de potencia dentro de un sistema electrocirúrgico completo.

Como trabajo futuro se proponen las siguientes líneas de desarrollo:

- Implementación física del sistema propuesto en el presente trabajo de investigación, con el fin de validar experimentalmente su desempeño y su aporte al área de la Electromedicina.
- Expansión del diseño hacia una configuración de electrobisturí bipolar.
- Análisis e incorporación de sistemas de seguridad que permitan garantizar un funcionamiento confiable antes, durante y después de la operación del equipo.

## 7 REFERENCIAS

---

- [1] J. Mompin, *Introducción a la bioingeniería*, Serie Mundo Electrónico. Barcelona, España: Marcombo Boixaren Editores, pp. 188–189, 1988.
- [2] A. I. Brill, “Energy systems for operative laparoscopy,” *Journal of the American Association of Gynecologic Laparoscopists*, vol. 5, no. 4, pp. 335–344, 1998.
- [3] J. R. Navarro Vargas, “Electrocirugía a propósito de un caso de quemadura por placa de electrobisturí,” *Revista Colombiana de Anestesiología*, vol. 29, no. 4, 2001.
- [4] Y. Ramot et al., “Thermal effects of the Anovo® instrument arms hook electrode and curved scissors: an ex vivo study,” *BMC Surgery*, vol. 25, no. 1, 2025.
- [5] BG Irianto, LF Wakidi, AR Endarta, MI Adam y H. Aamir, “Design of a Low-Cost Electrosurgery Unit (ESU) with Monopolar and Bipolar Methods”, *Revista indonesia de electrónica, ingeniería electromédica e informática médica* , vol. 4, n.º 2, págs. 48–54, mayo de 2022, doi: 10.35882/ijeemi.v4i2.1.
- [6] E. Rafsanjani, A. Pudji, TB Indrato, S. Yan y SA Bogavev, “A Modified Electrosurgery Unit Based on High-Frequency Design with Monopolar and Bipolar Method”, *Revista Indonesia de Electrónica, Ingeniería Electromédica e Informática Médica* , vol. 3, n.º 4, págs. 128-132, noviembre de 2021, doi: 10.35882/ijeemi.v3i4.1.
- [7] SK Mandal et al ., “Analysis of Tissue Impedance Variation in Radiofrequency Electrosurgery”, *Procesamiento y control de señales biomédicas* , 2021.
- [8] D. Maksimović y R. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics* , 3.ª ed. Cham, Suiza: Springer, 2020.
- [9] FH Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, ZB Popović, N. Potheary, JF Sevic y NO Sokal, “RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies: Part I”, *High Frequency Electronics* , págs. 22–36, mayo de 2003.
- [10] IEC, IEC 60601-2-2: Equipos electromédicos – Requisitos particulares para la seguridad básica y el rendimiento esencial de equipos quirúrgicos de alta frecuencia y accesorios quirúrgicos de alta frecuencia , 2021.
- [11] NO Sokal y AD Sokal, “Class E—A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* , vol. 10, n.º 3, págs. 168-176, junio de 1975.

- [12] A. Grebennikov y N.O. Sokal, Switchmode RF Power Amplifiers . Oxford, Reino Unido: Newnes, 2007.
- [13] JG Webster, Medical Instrumentation: Application and Design , 4.<sup>a</sup> ed. Hoboken, NJ, EE. UU.: Wiley, 2010.
- [14] International Rectifier, “IRF740 Power MOSFET Datasheet”, 2016.
- [15] A. Pressman, K. Billings y T. Morey, Switching Power Supply Design , 3.<sup>a</sup> ed. Nueva York, NY, EE. UU.: McGraw-Hill, 2009.
- [16] DM Pozar, Microwave Engineering , 4<sup>a</sup> ed. Hoboken, Nueva Jersey, EE.UU.: Wiley, 2011.
- [17] Y. Watanabe et al., “An unmodulated very-low-voltage electrosurgical mode for tissue coagulation,” Medical Science Monitor, vol. 26, 2020.
- [18] European Society of Radiology (ESR), “Bipolar electrosurgery diagram,” SERAM 2012 Poster Archive.
- [19] L. Herrera del Cueto, “Diseño de un amplificador de potencia Clase-E de banda ancha usando filtros en las redes de adaptación,” Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones, vol. 41, no. 2, pp. 18–29, Aug. 2020
- [20] A. A. Cruz, G. A. López, A. F. Londoño y J. S. Ferrer, “Circuitos de adaptación L, Pi y T,” Universidad del Quindío, Colombia.
- [21] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2012.

## ANEXOS

---

### ANEXO 1 CÓDIGO DE ARDUINO PARA LA ETAPA DE CONTROL

```
#include <LiquidCrystal.h>
// LCD: RS, E, D4, D5, D6, D7
LiquidCrystal lcd(2, 12, 6, 5, 4, 3);
// Botones (INPUT_PULLUP)
const int boton1 = 7;
const int boton2 = 8;
const int boton3 = 11;
// Valores duty para 27 kHz (ICR1 = 592)
const int DUTY_75 = 444; // 75 %
const int DUTY_50 = 296; // 50 %
const int DUTY_25 = 148; // 25 %
void setup() {
  delay(10); // Proteus
  // ----- BOTONES -----
  pinMode(boton1, INPUT_PULLUP);
  pinMode(boton2, INPUT_PULLUP);
  pinMode(boton3, INPUT_PULLUP);
  // ----- LCD -----
  lcd.begin(16, 2);
  lcd.print("espera");
  // ----- PWM TIMER1 -----
  pinMode(9, OUTPUT); // OC1A
  TCCR1A = 0;
  TCCR1B = 0;
  TCNT1 = 0;
```

## ANEXO 2 HOJA DE DATOS



# IRF740

N-CHANNEL 400V-0.48  $\Omega$  -10A- TO-220  
PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF740	400 V	<0.55 $\Omega$	10 A

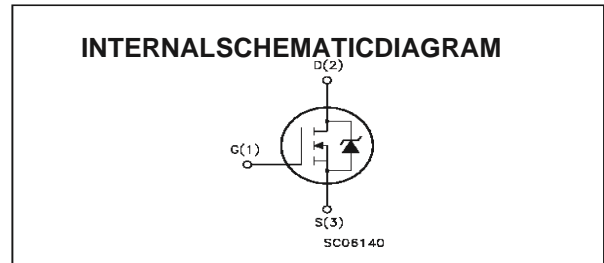
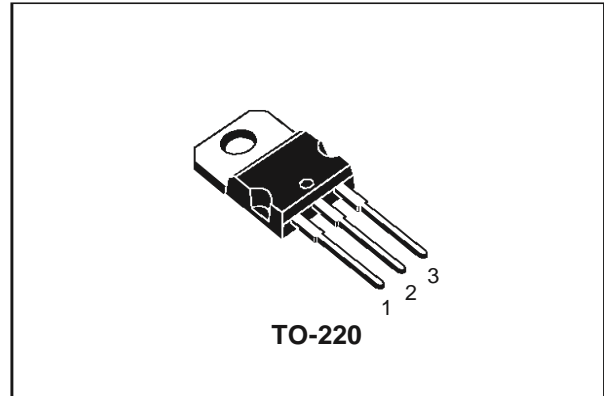
- TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 0.48  $\Omega$
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

### DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated striplayout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performance compared with standard parts from various sources.

### APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	400	V
V <sub>DGR</sub>	Drain-gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 k $\Omega$ )	400	V
V <sub>GS</sub>	Gate-source Voltage	+ 20	V
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 25 °C	10	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 100 °C	6.3	A
I <sub>DM</sub> (*)	Drain Current (pulsed)	40	A
P <sub>tot</sub>	Total Dissipation at T <sub>c</sub> = 25 °C	125	W
	Derating Factor	1.0	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	4.0	V/ns
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(\*) Pulse width limited by safe operating area (1) I<sub>SD</sub> ≤ 10 A, di/dt ≤ 120 A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>j</sub> ≤ T<sub>JMAX</sub>  
First Digit of the Date Code Being Zork I Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

October 1998

A.1. Hoja de datos 1

## THERMAL DATA

R <sub>thj-case</sub>	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.0	°C/W
R <sub>thj-amb</sub>	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	°C/W
R <sub>thc-sink</sub>	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5	°C/W
T <sub>l</sub>	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	°C

## AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I <sub>AR</sub>	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T <sub>j</sub> max)	10	A
E <sub>AS</sub>	Single Pulse Avalanche Energy (starting T <sub>j</sub> = 25 °C, I <sub>D</sub> = I <sub>AR</sub> , V <sub>DD</sub> = 50 V)	520	mJ

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>case</sub> = 25 °C unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-source Breakdown Voltage	I <sub>D</sub> = 250 μA V <sub>GS</sub> = 0	400			V
I <sub>DSS</sub>	Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>DS</sub> = Max Rating V <sub>DS</sub> = Max Rating T <sub>c</sub> = 125 °C			1 50	μA μA
I <sub>GSS</sub>	Gate-body Leakage Current (V <sub>DS</sub> = 0)	V <sub>GS</sub> = ± 20 V			± 100	nA

ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> I <sub>D</sub> = 250 μA	2	3	4	V
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-source On Resistance	V <sub>GS</sub> = 10V I <sub>D</sub> = 5.3 A		0.48	0.55	Ω
I <sub>D(on)</sub>	On State Drain Current	V <sub>DS</sub> > I <sub>D(on)</sub> × R <sub>DS(on)max</sub> V <sub>GS</sub> = 10 V	10			A

## DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g <sub>fs</sub> (*)	Forward Transconductance	V <sub>DS</sub> > I <sub>D(on)</sub> × R <sub>DS(on)max</sub> I <sub>D</sub> = 6 A	5.8			S
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	V <sub>DS</sub> = 25 V f = 1 MHz V <sub>GS</sub> = 0		1400		pF
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance			220		pF
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance				27	



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

### SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 200\text{ V}$ $I_D = 5\text{ A}$		17		ns
$t_r$	Rise Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		10		ns
$Q_g$	Total Gate Charge	$V_{DD} = 320\text{ V}$ $I_D = 10.7\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		35	43	nC
$Q_{gs}$	Gate-Source Charge			11		nC
$Q_{gd}$	Gate-Drain Charge			12		nC

### SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(Voff)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 320\text{ V}$ $I_D = 10\text{ A}$		10		ns
$t_f$	Fall Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		10		ns
$t_c$	Cross-over Time			17		ns

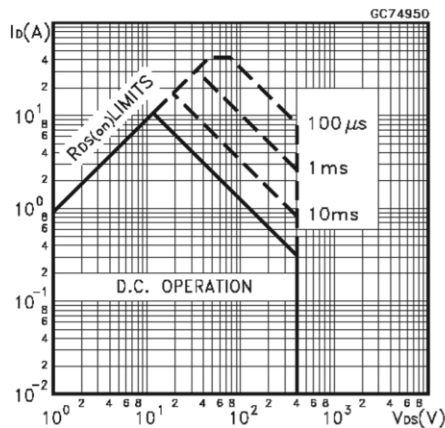
### SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$	Source-drain Current				10	A
$I_{SDM}(\ast)$	Source-drain Current (pulsed)				40	A
$V_{SD}(\ast)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 10\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 10\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 5)		370		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			3.2		$\mu\text{C}$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current			17		A

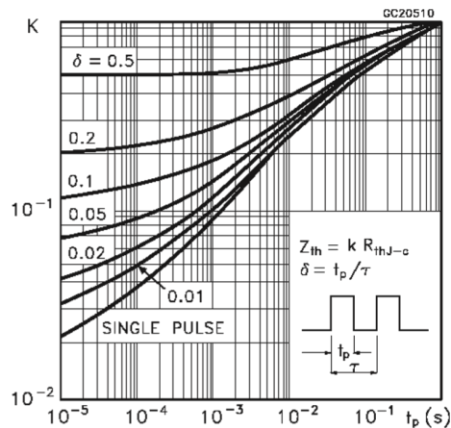
(\*) Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %

(\*) Pulse width limited by safe operating area

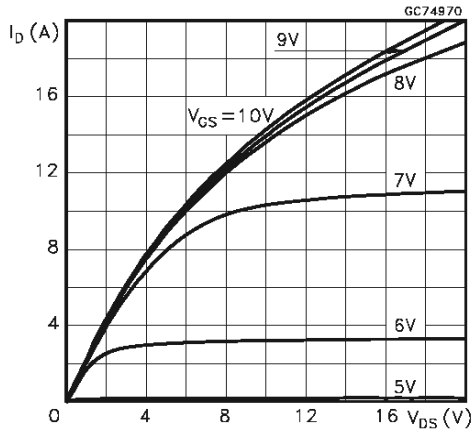
### Safe Operating Area



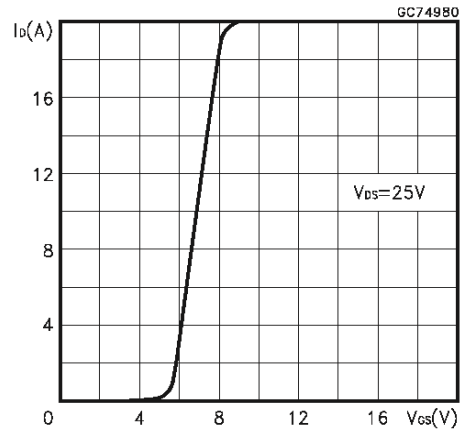
### Thermal Impedance



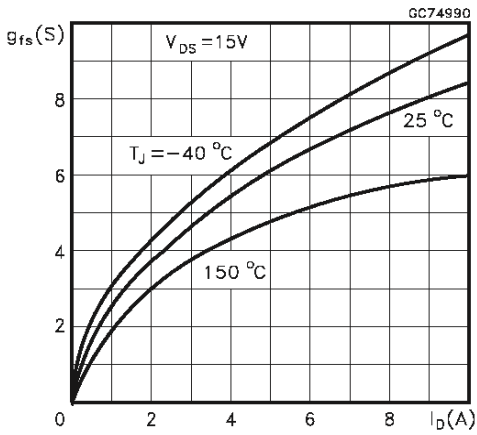
### OutputCharacteristics



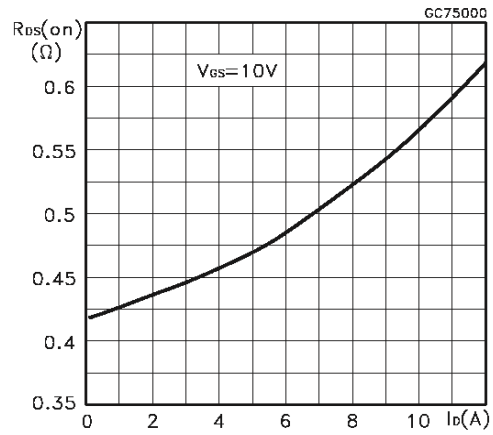
### TransferCharacteristics



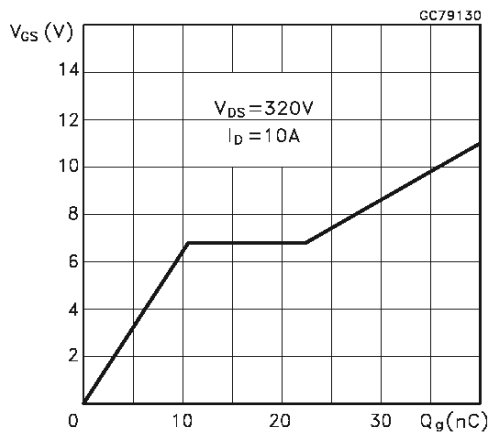
### Transconductance



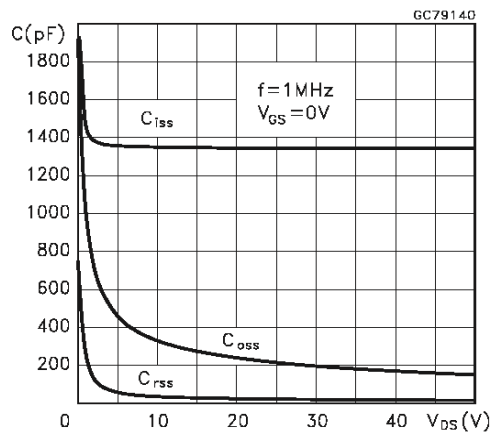
### StaticDrain-sourceOnResistance



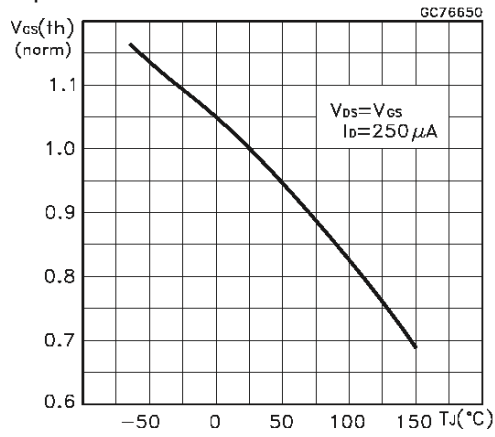
### GateChargevsGate-sourceVoltage



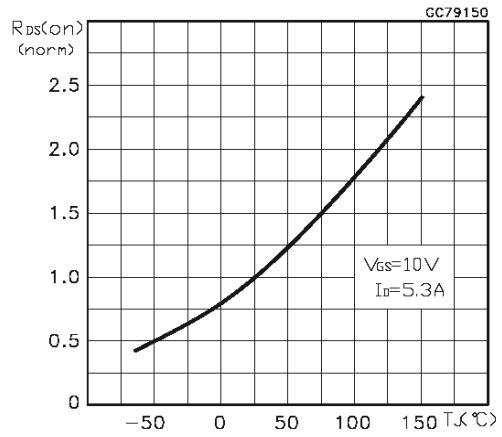
### CapacitanceVariations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

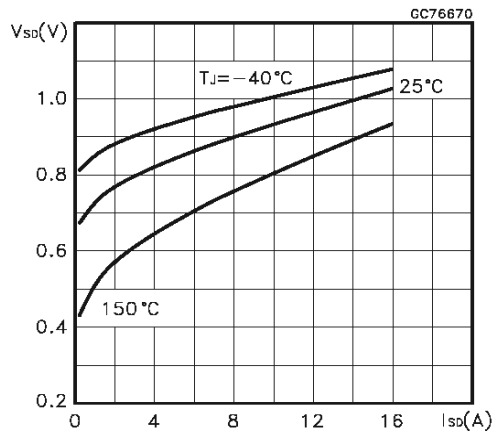


Fig.1:UnclampedInductiveLoadTestCircuit

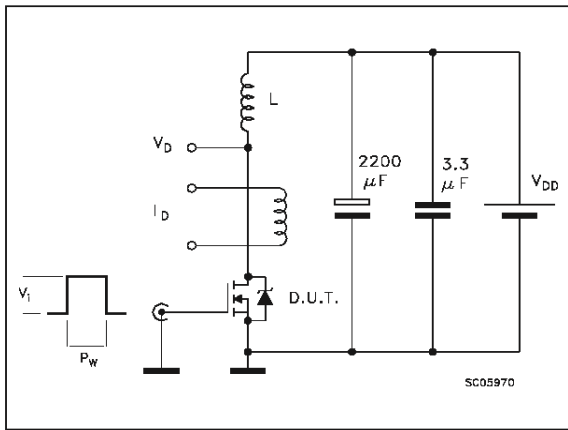


Fig.1:UnclampedInductiveWaveform

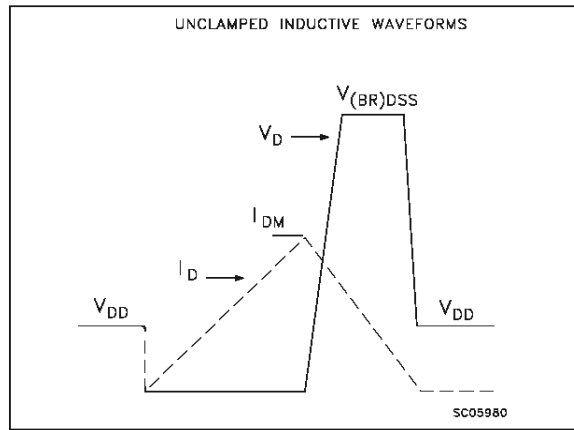


Fig.3:SwitchingTimesTestCircuitsFor ResistiveLoad

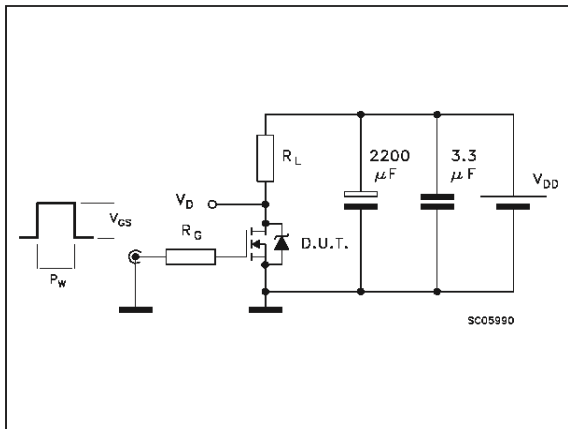


Fig.4:GateChargetestCircuit

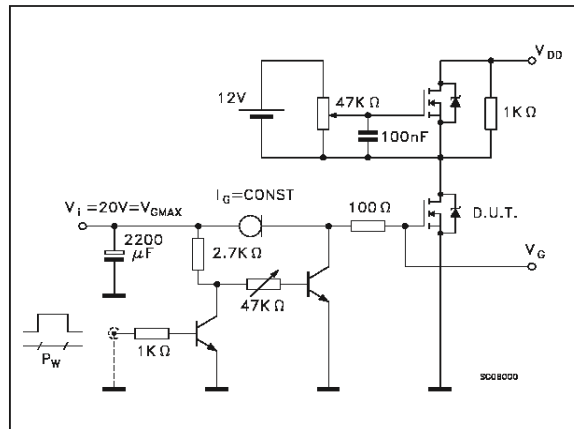
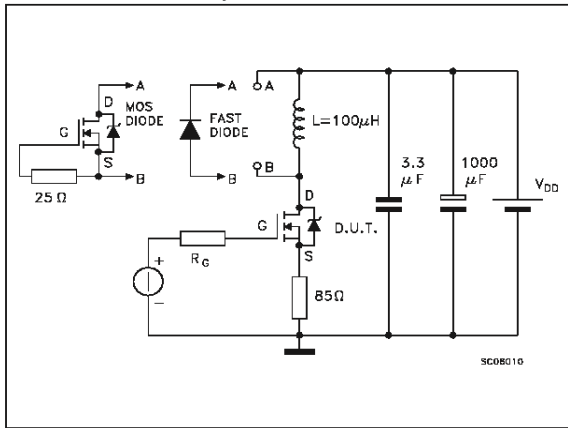
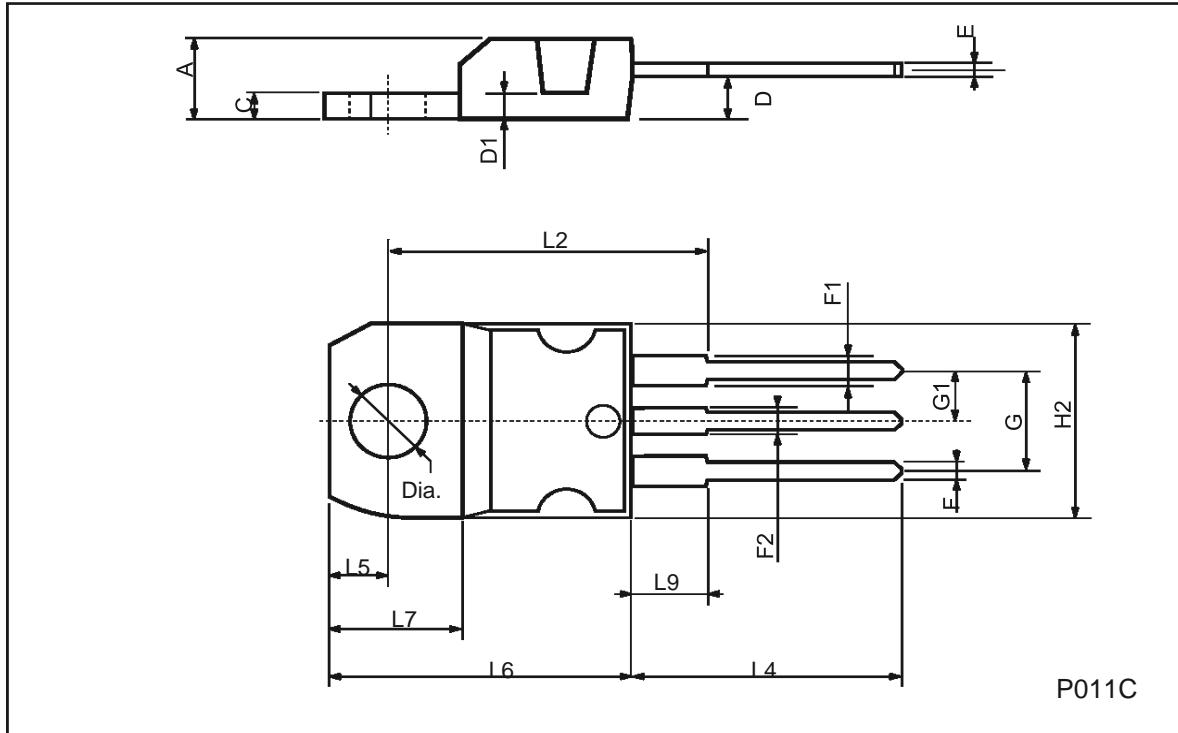


Fig.5:TestCircuitForInductiveLoadSwitching AndDiodeRecoveryTimes



## TO-220MECHANICALDATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



# ANEXO 3 DRIVER



**TC4426  
TC4427  
TC4428**

## 1.5A DUAL HIGH-SPEED, POWER MOSFET DRIVERS

### FEATURES

- High Peak Output Current ..... 1.5A
- Wide Operating Range ..... 4.5V to 18V
- High Capacitive Load  
Drive Capability ..... 1000 pF in 25 nsec
- Short Delay Time ..... <40nsec Typ
- Consistent Delay Times With Changes in  
Supply Voltage
- Low Supply Current  
— With Logic “1” Input ..... 4mA  
— With Logic “0” Input ..... 400µA
- Low Output Impedance ..... 7Ω
- Latch-Up Protected: Will Withstand >0.5A  
Reverse Current ..... Down to – 5V
- Input Will Withstand Negative Inputs
- ESD Protected ..... 4kV
- Pinout Same as TC426/TC427/TC428

### ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Temperature Range
TC4426COA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC4426CPA	8-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
TC4426EOA	8-Pin SOIC	– 40°C to +85°C
TC4426EPA	8-Pin Plastic DIP	– 40°C to +85°C
TC4426MJA	8-Pin CerDIP	– 55°C to +125°C
TC4427COA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC4427CPA	8-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
TC4427EOA	8-Pin SOIC	– 40°C to +85°C
TC4427EPA	8-Pin Plastic DIP	– 40°C to +85°C
TC4427MJA	8-Pin CerDIP	– 55°C to +125°C
TC4428COA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC4428CPA	8-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
TC4428EOA	8-Pin SOIC	– 40°C to +85°C
TC4428EPA	8-Pin Plastic DIP	– 40°C to +85°C
TC4428MJA	8-Pin CerDIP	– 55°C to +125°C

### GENERAL DESCRIPTION

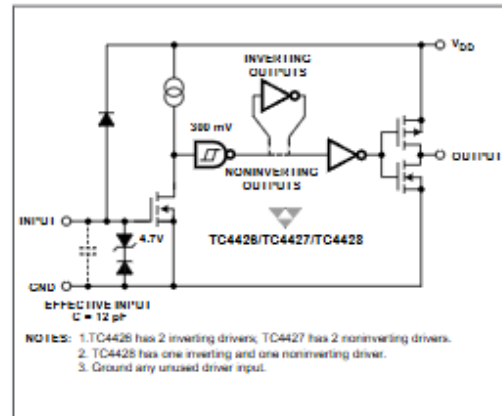
The TC4426/4427/4428 are improved versions of the earlier TC426/427/428 family of buffer/drivers (with which they are pin compatible). They will not latch up under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. They can accept, without damage or logic upset, up to 500mA of reverse current (of either polarity) being forced back into their outputs. All terminals are fully protected against up to 4kV of electrostatic discharge.

As MOSFET drivers, the TC4426/4427/4428 can easily switch 1000 pF gate capacitances in under 30nsec, and provide low enough impedances in both the ON and OFF states to ensure the MOSFET's intended state will not be affected, even by large transients.

Other compatible drivers are the TC4426A/27A/28A. These drivers have matched input to output leading edge and falling edge delays, tD1 and tD2, for processing short duration pulses in the 25 nanoseconds range. They are pin compatible with the TC4428/27/28.

**4**

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## 1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

**TC4426**  
**TC4427**  
**TC4428**

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

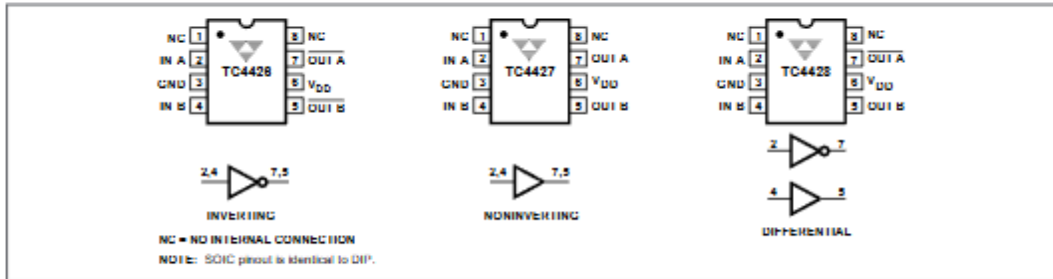
Supply Voltage	+22V
Input Voltage, IN A or IN B. ( $V_{DD} + 0.3V$ ) to (GND - 5.0V)	
Maximum Chip Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	- 65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	+300°C
Package Thermal Resistance	
CerDIP R <sub>θJ-A</sub>	150°C/W
CerDIP R <sub>θJ-C</sub>	50°C/W
PDIP R <sub>θJ-A</sub>	125°C/W
PDIP R <sub>θJ-C</sub>	42°C/W
SOIC R <sub>θJ-A</sub>	155°C/W
SOIC R <sub>θJ-C</sub>	45°C/W

### Operating Temperature Range

C Version	0°C to +70°C
E Version	- 40°C to +85°C
M Version	- 55°C to +125°C
Package Power Dissipation ( $T_A \leq 70^\circ\text{C}$ )	
Plastic	730mW
CerDIP	800mW
SOIC	470mW

\*Static-sensitive device. Unused devices must be stored in conductive material. Protect devices from static discharge and static fields. Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

### PIN CONFIGURATIONS



### ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $T_A = +25^\circ\text{C}$ with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ , unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>Input</b>						
$V_{IH}$	Logic 1 High Input Voltage		2.4	—	—	V
$V_{IL}$	Logic 0 Low Input Voltage		—	—	0.8	V
$I_{IN}$	Input Current	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$	- 1	—	1	$\mu\text{A}$
<b>Output</b>						
$V_{OH}$	High Output Voltage		$V_{DD} - 0.025$	—	—	V
$V_{OL}$	Low Output Voltage		—	—	0.025	V
$R_O$	Output Resistance	$V_{DD} = 18V, I_O = 10 \text{ mA}$	—	7	10	$\Omega$
$I_{PK}$	Peak Output Current	Duty Cycle $\leq 2\%$ , $t \leq 30 \mu\text{sec}$	—	1.5	—	A
$I_{REV}$	Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	Duty Cycle $\leq 2\%$ $t \leq 30 \mu\text{sec}$	> 0.5	—	—	A
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
$t_R$	Rise Time	Figure 1	—	19	30	nsec
$t_F$	Fall Time	Figure 1	—	19	30	nsec
$t_{D1}$	Delay Time	Figure 1	—	20	30	nsec
$t_{D2}$	Delay Time	Figure 1	—	40	50	nsec
<b>Power Supply</b>						
$I_S$	Power Supply Current	$V_{IN} = 3V$ (Both Inputs) $V_{IN} = 0V$ (Both Inputs)	—	—	4.5 0.4	 mA

NOTE: 1. Switching times are guaranteed by design.

# 1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

TC4426  
TC4427  
TC4428

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT.):** Specifications measured over operating temperature range with  $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ , unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>Input</b>						
$V_{IH}$	Logic 1 High Input Voltage		2.4	—	—	V
$V_{IL}$	Logic 0 Low Input Voltage		—	—	0.8	V
$I_{IN}$	Input Current	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$	-10	—	10	$\mu A$
<b>Output</b>						
$V_{OH}$	High Output Voltage		$V_{DD} - 0.025$	—	—	V
$V_{OL}$	Low Output Voltage		—	—	0.025	V
$R_{O}$	Output Resistance	$V_{DD} = 18V, I_O = 10\text{ mA}$	—	9	12	$\Omega$
$I_{PK}$	Peak Output Current	Duty Cycle $\leq 2\%$ , $t \leq 300\mu\text{sec}$	—	1.5	—	A
$I_{REV}$	Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	Duty Cycles 2% $t \leq 300\mu\text{sec}$	$> 0.5$	—	—	A
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
$t_R$	Rise Time	Figure 1	—	—	40	nsec
$t_F$	Fall Time	Figure 1	—	—	40	nsec
$t_{D1}$	Delay Time	Figure 1	—	—	40	nsec
$t_{D2}$	Delay Time	Figure 1	—	—	60	nsec
<b>Power Supply</b>						
$I_S$	Power Supply Current	$V_{IN} = 3V$ (Both Inputs) $V_{IN} = 0V$ (Both Inputs)	—	—	8 0.6	mA

4

NOTE: 1. Switching times are guaranteed by design.

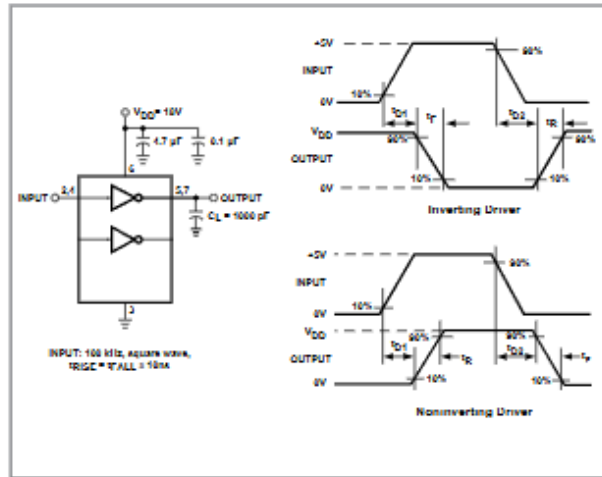
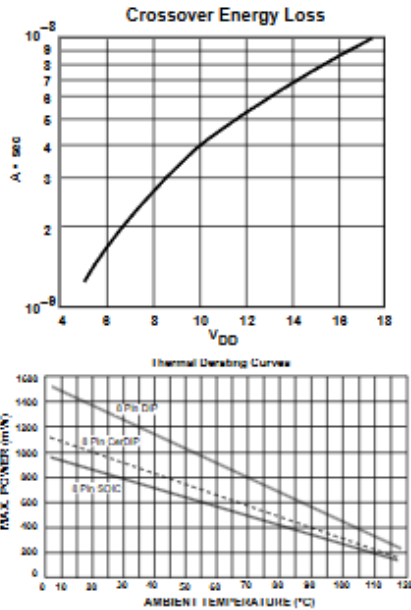
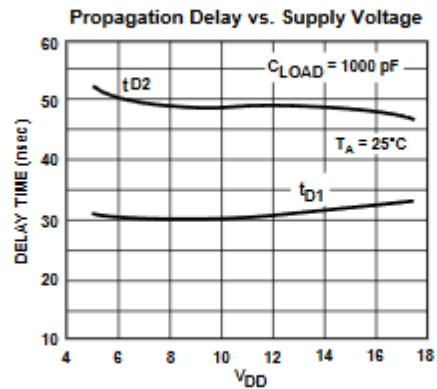
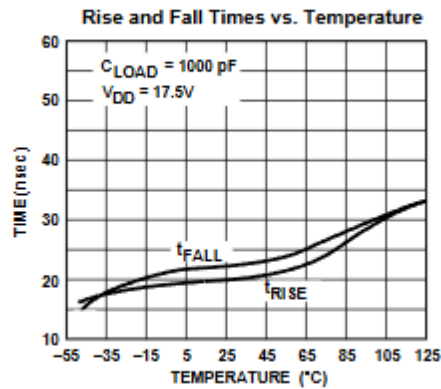
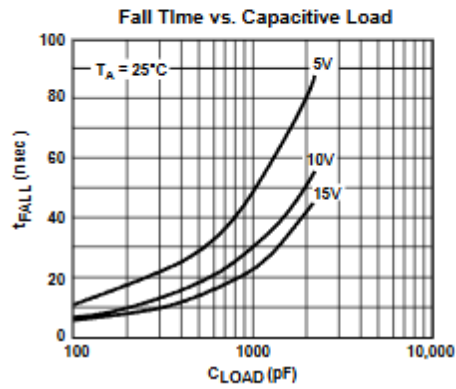
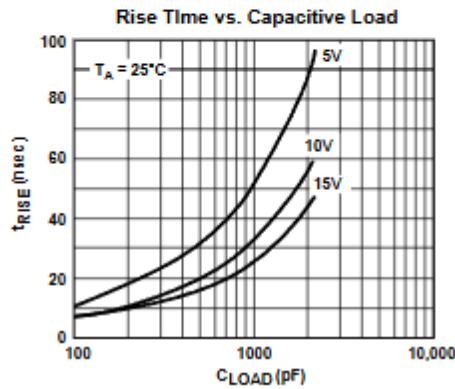
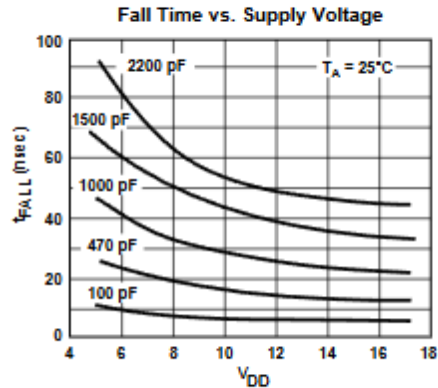
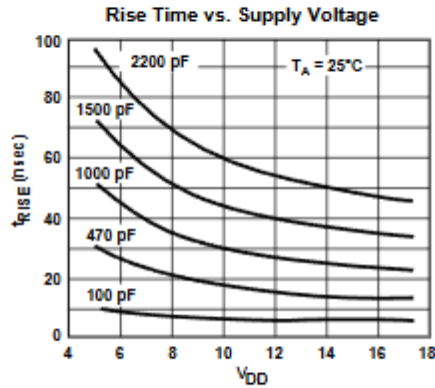


Figure 1. Switching Time Test Circuit

NOTE: The values on this graph represent the loss seen by both drivers in a package during one complete cycle. For a single driver, divide the stated values by 2. For a single transition of a single driver, divide the stated value by 4.

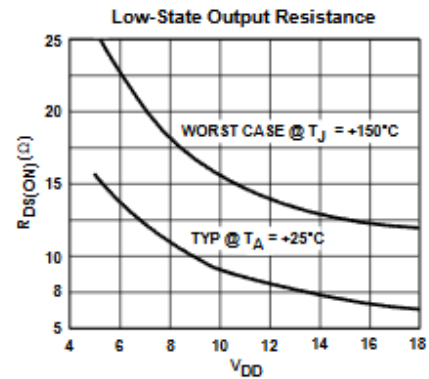
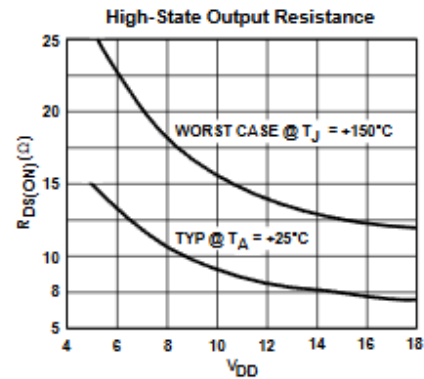
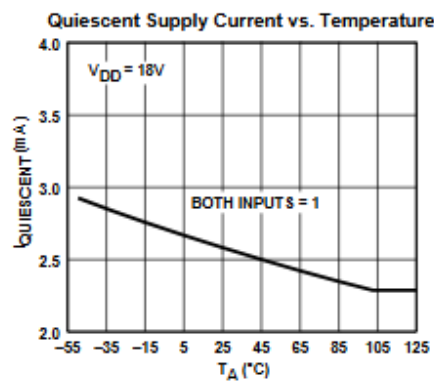
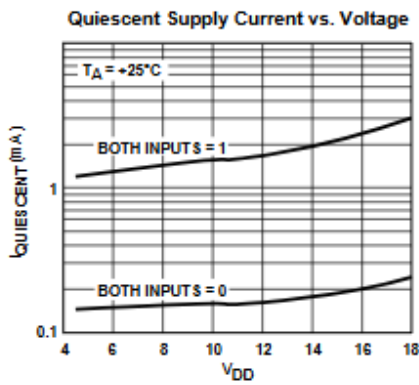
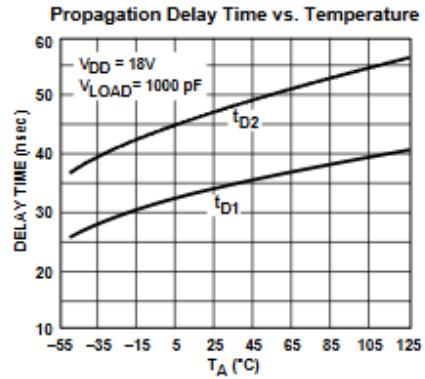
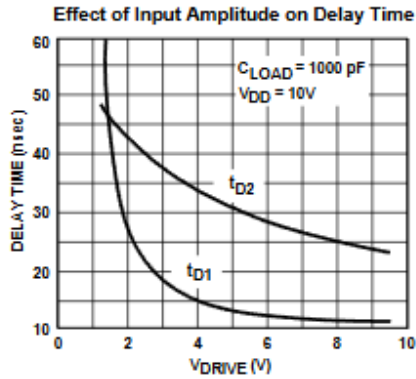
TYPICAL CHARACTERISTICS



1.5A DUAL HIGH-SPEED  
POWER MOSFET DRIVERS

TC4426  
TC4427  
TC4428

TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

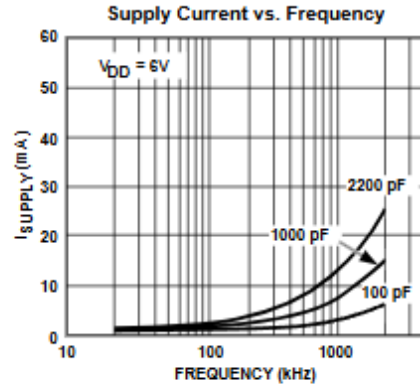
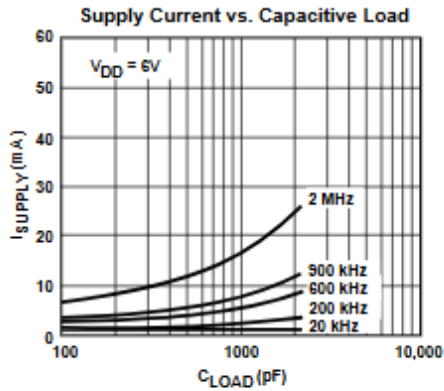
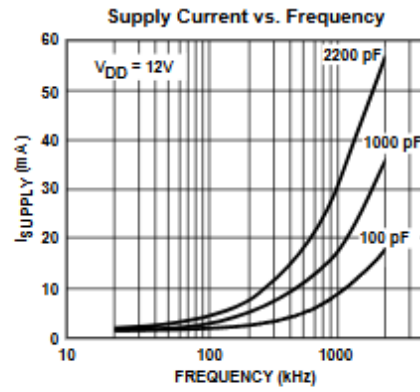
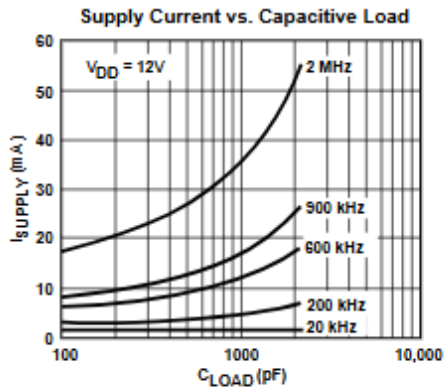
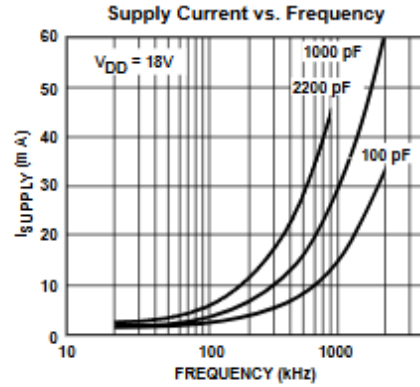
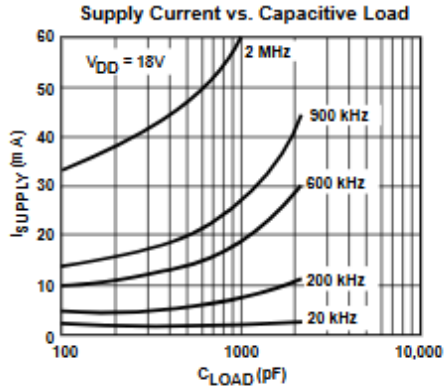


4

TC4426  
 TC4427  
 TC4428

## 1.5A DUAL HIGH-SPEED POWER MOSFET DRIVERS

### SUPPLY CURRENT CHARACTERISTICS (Load on Single Output Only)



4-250

TELCOM SEMICONDUCTOR, INC.