



UNIVERSIDAD DE CARABOBO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES  
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



**CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA UN  
PROTOTIPO DE TRANSMISOR DE FM ESTÉREO CON CANALES DE  
SCA**

HERNÁNDEZ N. YOISETH C.  
LANDINEZ R. NELSON I.

Bárbula, 19 de Julio del 2016





UNIVERSIDAD DE CARABOBO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES  
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



**CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA UN  
PROTOTIPO DE TRANSMISOR DE FM ESTÉREO CON CANALES DE  
SCA**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO PRESENTADO ANTE LA ILUSTRE UNIVERSIDAD DE  
CARABOBO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

HERNÁNDEZ N. YOISETH C.  
LANDINEZ R. NELSON I.

Bárbula, 19 de Julio del 2016





UNIVERSIDAD DE CARABOBO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES  
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



### **AVAL DEL TUTOR**

Quien suscribe Torres Bill, titular de la cédula de identidad 13.548.024, en mi carácter de TUTOR del Trabajo Especial de Grado titulado:

**Construcción de un Amplificador de Potencia para un prototipo de transmisor de FM Estéreo con canales de SCA**

Y presentado por los bachilleres HERNÁNDEZ N. YOISETH C., cédula de identidad 22.206.436, LANDINEZ R. NELSON I., cédula de identidad 20.292.045, para optar al Título de Ingeniero de Telecomunicaciones, hago constar que dicho trabajo reúne los requisitos y méritos suficientes para ser sometido a la presentación pública y evaluación por parte del jurado examinador que se le designe

**Firma**

Prof. TORRES BILL

CI: 13.548.024

TUTOR

Bárbula, 19 de Julio del 2016





UNIVERSIDAD DE CARABOBO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES  
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y SISTEMAS



## CERTIFICADO DE APROBACIÓN

Los abajo firmantes miembros del jurado asignado para evaluar el trabajo especial de grado titulado «CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA UN PROTOTIPO DE TRANSMISOR DE FM ESTÉREO CON CANALES DE SCA», realizado por los bachilleres HERNÁNDEZ N. YOISETH C., cédula de identidad 22.206.436, LANDINEZ R. NELSON I., cédula de identidad 20.292.045, hacemos constar que hemos revisado y aprobado dicho trabajo.

**Firma**

Prof. TORRES BILL

TUTOR

**Firma**

Prof. DEL PINO PAULINO

JURADO

**Firma**

Prof. MEJIAS CARLOS

JURADO

Bárbula, 19 de Julio del 2016





# Dedicatoria

*Éste trabajo está dedicado  
especialmente a mi madre por  
ser mi pilar fundamental,  
brindarme su apoyo en todo  
momento y darme la fuerza  
para lograr mis objetivos.*

**HERNÁNDEZ N. YOISETH C.**

*A Dios  
A mi familia  
A todo mi esfuerzo*

**LANDINEZ R. NELSON I.**



# Agradecimientos

Agradezco a Dios por iluminarme en todo momento y por permitirme lograr esta meta. A mis amigos, mi familia y todas aquellas personas que de alguna u otra manera me ayudaron, me apoyaron y me instaron a seguir adelante.

A mis padres, pero muy especialmente a mi madre, ese ser que siempre ha estado conmigo en las verdes y en las maduras y que ha luchado de forma incondicional cada día para que yo pudiese ser lo que hoy día soy.

A mi compañero Nelson Landinez, que todos los días se iba con una cortada nueva o alguna quemadura con el cautín de tanto trabajar en este proyecto, siempre estuvimos en las buenas y en las malas logrando superar cualquier obstáculo que se nos presentaba.

Por último pero no menos importante, agradezco al profesor Bill Torres, nuestro tutor de éste proyecto de grado, por su ayuda, sus consejos, su tiempo, por tenernos paciencia y brindarnos todas las herramientas necesarias para poder llevar a cabo este trabajo y hacernos mantener siempre una actitud positiva con su esplendida frase: ¡El equipo siempre gana!. **(Yoiseth C. Hernández N.)**

Primeramente le doy gracias a Dios, por regalarme todos estos años de vida, por darme la **Fuerza y Sabiduría** necesaria para enfrentarme a los grandes retos de la vida, por ser mi **Bastón** para no caer, por ser **Luz** en la oscuridad y ser el mejor Organizador de todas esas grandes celebraciones.

Estas cinco palabras en el diccionario de mi vida solamente pueden significar: **Nelson Landinez, Betzaida Rivero y Jessica Landinez**. Que en una sola palabra ellos son mi **Familia**.

A ellos les doy las gracias por todo su apoyo sobre-humano que me dan, sé que a veces no se las pongo fácil, pero conmigo nunca se rindieron y siempre juntos salimos adelante, a ustedes les debo quien soy, y le pido a Dios, que me dé más de estos grandes momentos para retribuirles un poco de lo infinito que me han dado, con ustedes todo sin ustedes nada.

También agradezco a **Yoiseth Hernández**, mi compañera de tesis, gracias por toda la ayuda que me diste, de verdad que fue un placer haber compartido esta aventura contigo, nos tocó comernos muchas verdes, pero hoy gracias a dios nos toca disfrutar de las maduras.

A mi otro compañero de tesis, al mejor profesor de todos, mi tutor, **Bill Torres**, a usted le doy las gracias por toda la colaboración que me brindó a lo largo de esta carrera, por aceptar ser parte de este equipo, tenerlo a usted como jefe es de verdad un gran privilegio, su ilimitado compromiso en este proyecto, su continua enseñanza y ser digno de su confianza, no tiene precio, gracias por siempre tener las mejores palabras para esos momentos de frustración, por su entrega, apoyo y tiempo. Haber vivido con nosotros toda esta experiencia también lo hace merecedor de este éxito, nos vendió una historia de terror, con el mejor final feliz.

Más que compañeros, son mis amigos, esa familia que la vida me dio la oportunidad de escoger, que Dios los bendiga y llene de salud, éxito y felicidad sus vidas. Ahora juntos los tres, podemos decir "**EL EQUIPO SIEMPRE GANA**".

Esto también incluye a **Mis amigos de la Promoción y a los que fui conociendo a lo largo de la carrera**, que mejor grupo no pude tener, y sin saber, también formaron parte de la construcción de mi escalera hacia la cima, gracias por su ayuda y por todos esos buenos momentos vividos. **(Nelson I. Landinez R.)**



# Índice general

<b>Índice de Figuras</b>	<b>XI</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>XV</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>XVII</b>
<b>Resumen</b>	<b>XIX</b>
<b>I. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. MOTIVACIÓN . . . . .	1
1.2. OBJETIVOS . . . . .	2
1.2.1. Objetivo General . . . . .	2
1.2.2. Objetivos Específicos . . . . .	3
1.3. ALCANCES . . . . .	3
<b>II. Marco conceptual</b>	<b>5</b>
2.1. Amplificador de Potencia . . . . .	5
2.1.1. Clases de Operación . . . . .	6
2.1.1.1. Clase A . . . . .	6
2.1.1.2. Clase B . . . . .	6
2.1.1.3. Clase AB . . . . .	6
2.1.1.4. Clase C . . . . .	7
2.1.1.5. Ecuaciones de diseño de un amplificador en Clase C	11
2.2. Red de Polarización. . . . .	17
2.3. Red de Adaptación. . . . .	18
2.3.1. Redes de adaptación tipo L . . . . .	18
2.3.1.1. Transformación de impedancia utilizando dos sec-	
ciones tipo L . . . . .	19
2.4. Filtro Pasivo. . . . .	21
2.4.1. Filtro Pasa Bajos Pasivo . . . . .	23
2.4.1.1. Normalización . . . . .	24
2.5. Acoplador Direccional. . . . .	25
2.6. Transistor de Efecto de Campo: FET. . . . .	30

2.6.1. MOSFET . . . . .	30
2.6.1.1. Modos de Operación. . . . .	31
2.6.1.2. Voltaje de Umbral . . . . .	32
2.7. Disipación de Potencia . . . . .	32
2.8. Resistencia Térmica . . . . .	33
2.9. Inductancia de las Bobinas RF . . . . .	34
<b>III. Procedimientos de la investigación</b>	<b>37</b>
3.1. Investigación . . . . .	37
3.2. Diseño . . . . .	39
3.2.1. Diseño de la red de Polarización . . . . .	42
3.2.2. Diseño de las redes de Adaptación . . . . .	46
3.2.2.1. Red de Adaptación de Entrada . . . . .	47
3.2.2.2. Red de Adaptación de Salida . . . . .	49
3.2.3. Diseño del Filtro . . . . .	51
3.2.4. Diseño del Acoplador Direccional . . . . .	53
3.2.5. Esquemático de la tarjeta de potencia de RF. . . . .	54
3.3. Construcción . . . . .	54
3.4. Caracterización . . . . .	55
<b>IV. Análisis, interpretación y presentación de los resultados</b>	<b>59</b>
4.1. Simulaciones de cada etapa que conforma al módulo amplificador de potencia . . . . .	59
4.1.1. Simulación de la red de adaptación de entrada. . . . .	60
4.1.2. Simulación de la red de Adaptación de salida. . . . .	61
4.1.3. Simulación del Filtro Pasa-Bajo. . . . .	64
4.1.4. Simulación del Acoplador Direccional. . . . .	66
4.2. Resultados de la Caracterización. . . . .	69
4.3. Resultados de la prueba de desempeño del prototipo transmisor de FM, con la nueva etapa de potencia. . . . .	75
<b>V. Conclusiones y recomendaciones</b>	<b>79</b>
5.1. Conclusiones . . . . .	79
5.2. Recomendaciones . . . . .	80
<b>A. Módulo amplificador de Potencia</b>	<b>83</b>
<b>B. Módulo de alimentación.</b>	<b>89</b>
<b>Referencias Bibliográficas</b>	<b>95</b>



# Índice de figuras

2.1. Diagrama general de un amplificador de Potencia [1]. . . . .	5
2.2. Polarización de un amplificador Clase C [2]. . . . .	7
2.3. Esquemático simple de un amplificador Clase C[2]. . . . .	8
2.4. Ciclos de conducción de las diversas clases de amplificadores [3]. . .	8
2.5. Zona de operación de las diversas clases de amplificadores [3]. . . . .	9
2.6. Formas de Onda en un Amplificador de Potencia en Clase C [1]. . . . .	10
2.7. Coeficientes de Fourier $\alpha_n$ de la corriente de drenaje $I_D$ en función del ángulo de conducción $\theta$ para amplificadores de potencia Clase A, Clase B, Clase AB y Clase C [1]. . . . .	13
2.8. Relación $I_m/I_I$ de la componente fundamental a la componente dc de la corriente de drenaje $I_D$ en función del ángulo de conducción $\theta$ para amplificadores de potencia Clase A, Clase B, Clase AB y Clase C [1]. . . . .	14
2.9. Eficiencia del drenaje $\eta_D$ en función del ángulo de conducción $\theta$ para varios valores de $V_m/V_I$ para un Amplificador de Potencia en Clase C[1]. . . . .	17
2.10. Configuración de Redes tipo L. . . . .	18
2.11. Dos Secciones de Tipo L en cascada . . . . .	19
2.12. Transformador de $\lambda/4$ . . . . .	20
2.13. Función de transferencia de un filtro. . . . .	21
2.14. Comparación entre filtros Butterworth, Chebyshev, Bessel y Elíptico [4].	23
2.15. Especificaciones generales para un filtro pasa bajos. . . . .	24
2.16. Modelo Circuitual de un Acoplador Direccional. . . . .	26
2.17. Representación circuitual del flujo de corriente de la unión al ambiente.	34
3.1. Curvas de Potencia de Salida Vs Potencia de Entrada para un punto de trabajo determinado, proporcionadas por el fabricante [5]. . . . .	39
3.2. Potencia de Salida Vs Ángulo de Conducción. $P_o = 30W$ y $\theta = 47^\circ$ .	41
3.3. Eficiencia del Drenaje Vs Ángulo de Conducción. $\eta = 60\%$ y $\theta = 47^\circ$	41
3.4. Diagrama de bloque del diseño del Módulo de Potencia. . . . .	42
3.5. Esquema de la red de Polarización. . . . .	43
3.6. Red de Polarización del Amplificador de Potencia. . . . .	45
3.7. Diseño de la Red de Adaptación de Entrada. . . . .	47

3.8. Diseño de la Red de Adaptación de Salida. . . . .	50
3.9. Diseño del filtro implementado. . . . .	52
3.10. Acoplador direccional con elementos concentrados. . . . .	53
3.11. Esquema de montaje para caracterización del módulo de potencia. . . . .	56
4.1. Esquema del montaje de la red de adaptación de entrada. . . . .	60
4.2. Parámetro $S_{11}$ : Coeficiente de reflexión en el puerto de entrada del amplificador . . . . .	60
4.3. Parámetro $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión desde el puerto de entrada del amplificador hacia la entrada del transistor . . . . .	61
4.4. Esquema del montaje de la red de adaptación de salida. . . . .	62
4.5. Parámetro $S_{22}$ : Coeficiente de reflexión en la etapa del filtro . . . . .	62
4.6. Parámetro $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión desde la salida del transistor hacia la entrada del filtro . . . . .	63
4.7. Parámetro $S_{12}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del filtro hacia la salida del transistor . . . . .	63
4.8. Esquema del montaje del filtro pasa bajo. . . . .	64
4.9. Función de transferencia del filtro pasa bajo. . . . .	64
4.10. Etapas atenuantes que atraviesa la señal otorgada por el transistor MRF137. . . . .	65
4.11. Parámetro $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión de la red de adaptación de salida. . . . .	65
4.12. Esquema del montaje del acoplador direccional. . . . .	66
4.13. Parámetro $S_{11}$ : Coeficiente de reflexión en la entrada del acoplador . . . . .	67
4.14. Parámetro $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del acoplador hacia la salida . . . . .	67
4.15. Parámetro $S_{31}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del acoplador hacia el puerto acoplado . . . . .	68
4.16. Parámetro $S_{41}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del acoplador hacia el puerto aislado . . . . .	68
4.17. Potencia máxima de salida a 104,5 MHz: 20 W. . . . .	70
4.18. Potencia de salida del módulo amplificador en función del voltaje suministrado . . . . .	71
4.19. Potencia de la muestra de la señal portadora 104,5 MHz tomada por el circulator: -11.33 dBm. . . . .	71
4.20. Potencia de la muestra del primer armónico de 104,5 MHz: -40.14 dBm. . . . .	72
4.21. Potencia de la muestra del segundo armónico de 104,5 MHz: -76.54 dBm. . . . .	73
4.22. Eficiencia del Drenaje vs Ángulo de Conducción cuando $V_{DD} = 27,5V$ , $\eta_D = 48,1\%$ y $\theta = 80^\circ$ . . . . .	73
4.23. Comparación entre Valores Esperados y Obtenidos de la Eficiencia del Drenaje vs Ángulo de Conducción . . . . .	74

---

4.24. Diagrama de bloque para la realización de las pruebas de desempeño del transmisor FM con el nuevo módulo de potencia. . . . .	75
4.25. Potencia máxima de salida a 104,5 MHz: 14 W. . . . .	76
4.26. Medición espectral de la señal modulada a una frecuencia de 104,5 MHz . . . . .	77



# Indice de tablas

3.1. Valores de inductancia y capacitancia de la red de adaptación de entrada . . . . .	49
3.2. Valores de inductancia y capacitancia de la red de adaptación de salida	51
3.3. Valores normalizados del filtro pasa-bajo chebyshev . . . . .	52
3.4. Valores de capacitancia e inductancia del filtro implementado . . . . .	53



# Acrónimos

<b>ADS</b>	<b>A</b> dvanced <b>D</b> esign <b>S</b> ystem
<b>CONATEL</b>	<b>C</b> omisión <b>N</b> acional de <b>T</b> ele <b>co</b> municaciones
<b>DIMETEL</b>	<b>D</b> irección de <b>M</b> edios <b>E</b> lectrónicos y <b>T</b> elemática
<b>DSBSC</b>	<b>D</b> ouble <b>S</b> ide <b>B</b> and <b>S</b> uppressed <b>C</b> arrier
<b>EAGLE</b>	<b>E</b> asy <b>A</b> pplicable <b>G</b> raphical <b>L</b> ayout <b>E</b> ditor
<b>FM</b>	<b>F</b> requency <b>M</b> odulation
<b>SCA</b>	<b>S</b> ubsidiary <b>C</b> ommunications <b>A</b> uthority
<b>UIT</b>	<b>U</b> nión <b>I</b> nternacional de <b>T</b> ele <b>co</b> municaciones





# **CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA UN PROTOTIPO DE TRANSMISOR DE FM ESTÉREO CON CANALES DE SCA**

por

**HERNÁNDEZ N. YOISETH C. y LANDINEZ R. NELSON I.**

Presentado en el Departamento de Señales y Sistemas  
de la Escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones  
el 19 de Julio del 2016 para optar al Título de  
Ingeniero de Telecomunicaciones

## **RESUMEN**

La Ley Orgánica de Telecomunicaciones establece que si la transmisión de un servicio de Telecomunicaciones es interrumpida parcial o totalmente sin previo aviso a CONATEL, se aplicará una sanción al prestador de dicho servicio. La estación de radio la Universitaria 104,5 MHz no posee un transmisor de respaldo que pueda suplir al principal mientras a éste se le hace mantenimiento o al momento de presentarse alguna falla, así que desde sus inicios, esta emisora se ha visto expuesta a posibles sanciones. Es por esta razón que se propone la construcción de un modulo amplificador de potencia que ponga en funcionamiento a un prototipo de transmisor de FM con canales de SCA que actualmente se encuentra inoperativo,

para que así éste pueda ser utilizado como transmisor auxiliar. Se procederá primeramente a investigar cómo está conformado internamente el transmisor prototipo, seguidamente se estudiarán las etapas que conforman a un amplificador de potencia y se evaluarán las características de diversos tipos de transistores para elegir el más adecuado y así proceder con el diseño del modulo amplificador. Finalmente, se construirá el modulo diseñado, se instalará en el prototipo transmisor de FM con canales de SCA y a éste se le realizarán pruebas de funcionamiento y la caracterización correspondiente.

Palabras Claves: Construcción, Amplificador, Potencia, Transmisor

Tutor: TORRES BILL

Profesor del Departamento de Señales y Sistemas

Escuela de Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería adscrito al Laboratorio X

# Capítulo I

## Introducción

### 1.1. MOTIVACIÓN

La Ley Orgánica de Telecomunicaciones en su artículo 163, explica que la interrupción parcial o total de una señal de telecomunicaciones sin notificación previa a CONATEL, será sancionado con una multa de hasta 5000 UT [6]. Para impedir este tipo de penalizaciones, todo ente que se desenvuelve en este ámbito, debe poseer un transmisor principal y otro de respaldo, ya que al presentarse cualquier eventualidad que conlleve al corte de la señal, este último puede suplir la transmisión y mantener la misma al aire.

La Dirección de Medios Electrónicos y Telemática DIMETEL, adscrita a la Universidad de Carabobo, ofrece a la comunidad universitaria y al público de la región, un servicio de Radio, Televisión y Telefonía, por lo que es la encargada de controlar la transmisión de la emisora de radio universitaria, la cual es transmitida a una frecuencia de 104,5 MHz. Desde los inicios de ésta dirección, nunca se contó con un segundo transmisor que pudiese reemplazar al principal en caso de ostentarse alguna contingencia; así que dicha emisora experimenta la posibilidad de que al momento de una falla, deje de transmitir y se vea encarada a una penalización.

A causa del bajo presupuesto que ha venido manejando la universidad en los últimos tiempos, hace algunos años el profesor Paulino Del Pino propuso la construcción de un prototipo de transmisor de FM con canales de SCA, la cual fue desarrollada por Mata Francisco y Navarro Jhon, egresados de esta casa de estudios, [7], cuya finalidad era ser utilizado como transmisor auxiliar en la emisora de radio “Universitaria 104,5 FM” y de evaluaciones por parte de CONATEL para uso en las radios comunitarias. Sin embargo, el mismo no se pudo colocar en funcionamiento debido a que presentó fallas en su módulo de potencia y otros de los módulos que lo componen se han venido deteriorando.

Actualmente los módulos que conforman el transmisor de FM, están instalados en una carcasa armada por los mismos fabricantes, la cual posee unas dimensiones que se encuentran fuera de lo convencional para ser colocado en un RACK. Adicionalmente el material utilizado para la construcción del equipo no es tan resistente para las aplicaciones de campo.

Hoy en día, por los altos costos que presentan dichos equipos, DIMETEL aún no ha logrado adquirir un transmisor de respaldo, razón por la cual la construcción de un nuevo módulo de potencia lograría poner en funcionamiento al prototipo realizado y que de ésta forma pueda ocupar la falta de un equipo complementario. Éste módulo amplificador de potencia tiene la ventaja de ser implementado en cualquier prototipo que cumpla con las especificaciones del mismo.

## **1.2. OBJETIVOS**

### **1.2.1. Objetivo General**

Construir un amplificador de potencia para un prototipo de transmisor de FM Estéreo con canales de SCA.

### **1.2.2. Objetivos Específicos**

- Investigar la conexión e interoperabilidad de cada uno de los módulos que conforman al prototipo transmisor de FM estéreo disponible en DIMETEL, para incorporar la nueva etapa de potencia.
- Estudiar las etapas que conforman a un amplificador de potencia.
- Construir un amplificador de potencia para el prototipo transmisor de FM.
- Realizar pruebas de desempeño del prototipo transmisor FM con la nueva etapa de potencia.

### **1.3. ALCANCES**

El diseño del amplificador garantizará que la señal de salida posea una potencia superior a los 10 W, el cual podrá sustituir al módulo dañado para poner en operatividad al transmisor de FM con canales de SCA que actualmente se encuentra en desuso, logrando que la Dirección de Medios Electrónicos y Telemáticos pueda finalmente obtener un transmisor de respaldo. A su vez, se suministrará toda la documentación pertinente acerca de las etapas, especificaciones, caracterización y diseño del dispositivo.



## Capítulo II

# Marco conceptual

### 2.1. Amplificador de Potencia

Un amplificador de potencia es un dispositivo que convierte la energía de una fuente de corriente continua (Polarización  $V_{cc}$  de un circuito con transistores) en una señal de potencia de salida la cual se controla utilizando una señal de entrada. Éstos pueden ser de diversas clases como son: clase A, clase B, clase AB y clase C. cada uno de estos posee características distintas de eficiencia y distorsión, razón por la cual tienen distintas aplicaciones en diversas áreas [8].

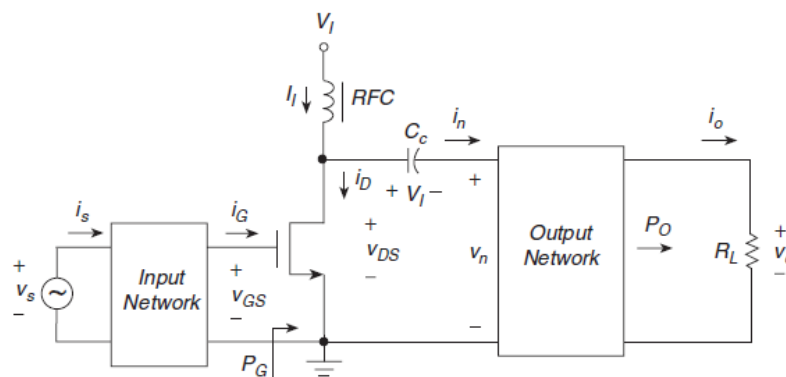


Figura 2.1: Diagrama general de un amplificador de Potencia [1].

### **2.1.1. Clases de Operación**

#### **2.1.1.1. Clase A**

En clase A, el amplificador se polariza de manera que la corriente por el colector fluya durante un ciclo completo de la señal de entrada. En éste modo, el dispositivo opera por encima de su característica de transferencia lineal. Esta clase proporciona la distorsión de forma de onda más baja pero también la menor eficiencia, la cual generalmente se encuentra por el orden de 50 %. Estos amplificadores muestran una baja distorsión de intermodulación, lo que los hace muy adecuados para aplicaciones donde la linealidad es de interés primordial [9].

#### **2.1.1.2. Clase B**

Para la clase B, se hace fluir la corriente del colector durante medio ciclo de la señal. El amplificador se polariza de forma tal que el transistor se active sólo durante la mitad del ciclo entrante, la otra mitad del ciclo se amplifica por otro transistor de modo que en la salida se reconstruye la onda completa

Mientras que cada transistor funciona claramente en un modo no lineal, la onda de entrada total se replica directamente en la salida; por tanto, el amplificador de clase B se clasifica como un amplificador lineal. En este modo, el dispositivo trabaja en las afueras de su característica de transferencia lineal. Esta clase proporciona una mayor eficiencia a expensas de una cierta distorsión de forma de onda.

#### **2.1.1.3. Clase AB**

Es una variación de la clase B, la corriente del colector abarca un ciclo menor a  $360^\circ$  pero mayor a  $180^\circ$ . La característica de transferencia para un amplificador que funciona en este modo es entre la clase A y clase B.



#### 2.1.1.4. Clase C

El funcionamiento del amplificador de clase C se caracteriza por la elección de un punto de operación en el que la corriente fluye por menos de la mitad del tiempo de la onda de entrada, en otras palabras, el ángulo de conducción es menor a  $180^\circ$ , convirtiéndolo en un amplificador no lineal ya que no replica directamente la señal de entrada. Ésto se traduce en una significativa distorsión en la señal amplificada cuya forma de onda son impulsos.

Los amplificadores Clase C logran alcanzar altos valores de eficiencia, hasta un 90 %, por esta razón son adecuados para aplicaciones que no requieran ningún nivel de linealidad y son muy utilizados en alta potencia.

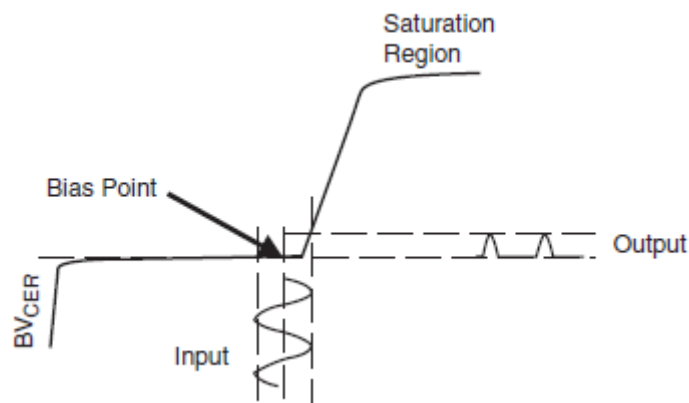
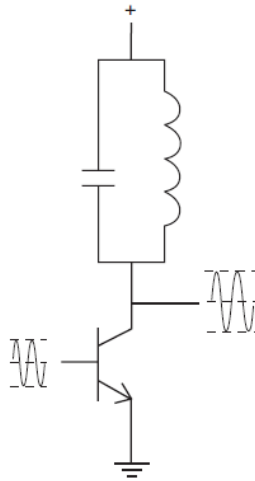


Figura 2.2: Polarización de un amplificador Clase C [2].

En la figura 2.2 puede verse que la salida es solo una porción de la onda senoidal de entrada y en la figura 2.3 se muestra que una parte clave del amplificador Clase C, es el circuito LC o circuito tanque, el cual filtra la distorsión no deseada en la salida, de forma que, la señal de salida es reconstruida.

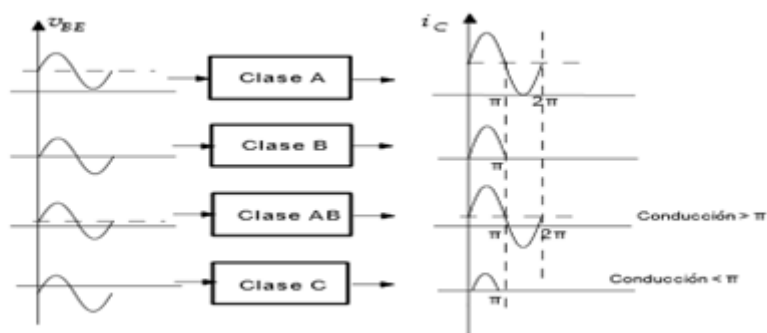
El amplificador clase C puede ser considerado básicamente como una fuente de alimentación, un circuito conmutado y un circuito sintonizado. El transistor es encendido y apagado como un interruptor que produce una señal de tipo pulso que contiene gran cantidad de armónicos. Para obtener una onda sinusoidal completa



**Figura 2.3:** Esquemático simple de un amplificador Clase C[2].

en la salida, es necesario el circuito tanque, el cual debe tener un  $Q$  alto para filtrar todos los armónicos no deseados.

Para lograr que el ángulo de conducción de la corriente del drenaje sea menor a  $180^\circ$ , el punto de operación del transistor debe localizarse en la región de corte, por ende, se debe garantizar que no haya polarización dc en la compuerta del dispositivo, o en su defecto, que ésta sea menor al voltaje umbral; haciendo que su implementación sea muy sencilla.



**Figura 2.4:** Ciclos de conducción de las diversas clases de amplificadores [3].

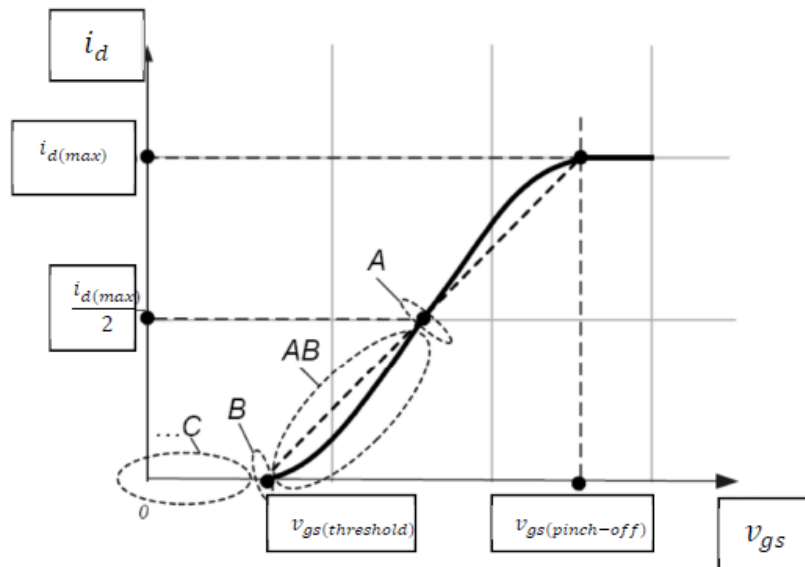


Figura 2.5: Zona de operación de las diversas clases de amplificadores [3].

Donde:

$V_{GS}$ : Voltaje aplicado a la compuerta del transistor.

$I_D$ : Corriente de drenaje.

$V_{GS(Threshold)}$ : Voltaje mínimo necesario para que el transistor conduzca.

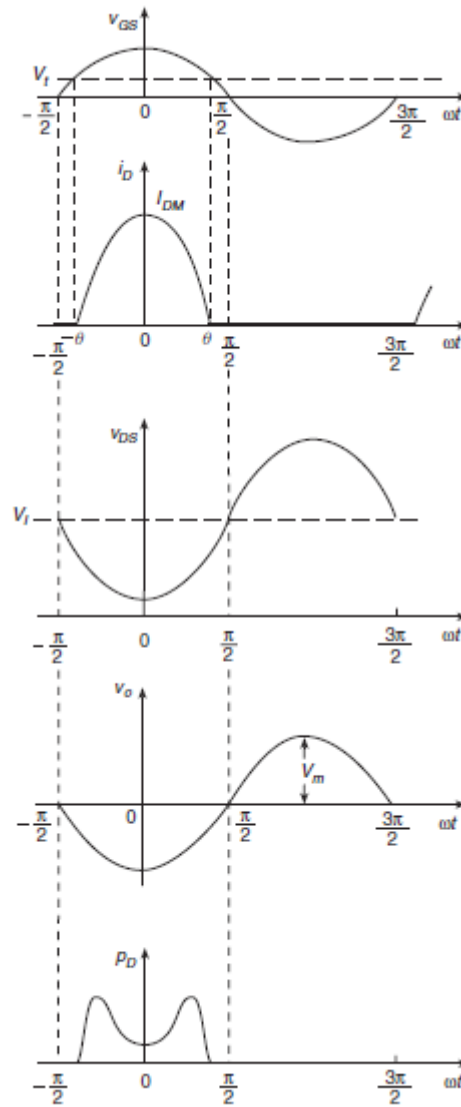


Figura 2.6: Formas de Onda en un Amplificador de Potencia en Clase C [1].

Donde:

$V_t$  :  $V_{GS}$  (Threshold).

$I_{DM}$ : Corriente de drenaje máxima.

$V_{DS}$ : Voltaje drenaje-fuente.

$V_I$ : Voltaje de alimentación.

$V_m$ : Amplitud de la componente fundamental de voltaje drenaje-fuente.

$P_D$ : Potencia disipada en el transistor.

### 2.1.1.5. Ecuaciones de diseño de un amplificador en Clase C

En este apartado se exponen las ecuaciones que se utilizan al momento de realizar un diseño de un amplificador en clase C [1].

La forma de onda de la corriente de drenaje para cualquier ángulo de conducción  $\theta$  ya sea para Clase A, Clase B, Clase AB o Clase C, viene dada por las siguientes expresiones:

$$I_D = I_{DM} \frac{\cos(\omega t) - \cos(\theta)}{1 - \cos(\theta)}; -\theta \leq \omega t \leq \theta \quad (2.1)$$

$$I_D = 0; \theta \leq \omega t \leq 2\pi - \theta \quad (2.2)$$

La forma de onda de la corriente de drenaje es una función de  $\omega t$  y satisface la condición:  $I_D(\omega t) = I_D(-\omega t)$ . La misma puede ser expresada en una serie de Fourier.

$$I_D(\omega t) = I_{DM} \left[ \alpha_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} \alpha_n \cos(n\omega t) \right] \quad (2.3)$$

La componente dc de la corriente del drenaje es:

$$I_I = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_D d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} I_D d(\omega t) = \frac{I_{DM}}{\pi} \int_0^{\theta} \frac{\cos(\omega t) - \cos(\theta)}{1 - \cos(\theta)} d(\omega t) \quad (2.4)$$

$$I_I = I_{DM} \frac{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)}{\pi(1 - \cos(\theta))} = \alpha_0 I_{DM} \quad (2.5)$$

Donde:

$$\alpha_0 = \frac{I_I}{I_{DM}} = \frac{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)}{\pi(1 - \cos(\theta))} \quad (2.6)$$

La amplitud de la componente fundamental de la corriente de drenaje está dada por:

$$I_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_D \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} I_D \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.7)$$

$$I_m = \frac{2I_{DM}}{\pi} \int_0^{\theta} \frac{\cos(\omega t) - \cos(\theta)}{1 - \cos(\theta)} \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.8)$$

$$I_m = I_{DM} \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{\pi(1 - \cos(\theta))} = \alpha_1 I_{DM} \quad (2.9)$$

Donde:

$$\alpha_1 = \frac{I_m}{I_{DM}} = \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{\pi(1 - \cos(\theta))} \quad (2.10)$$

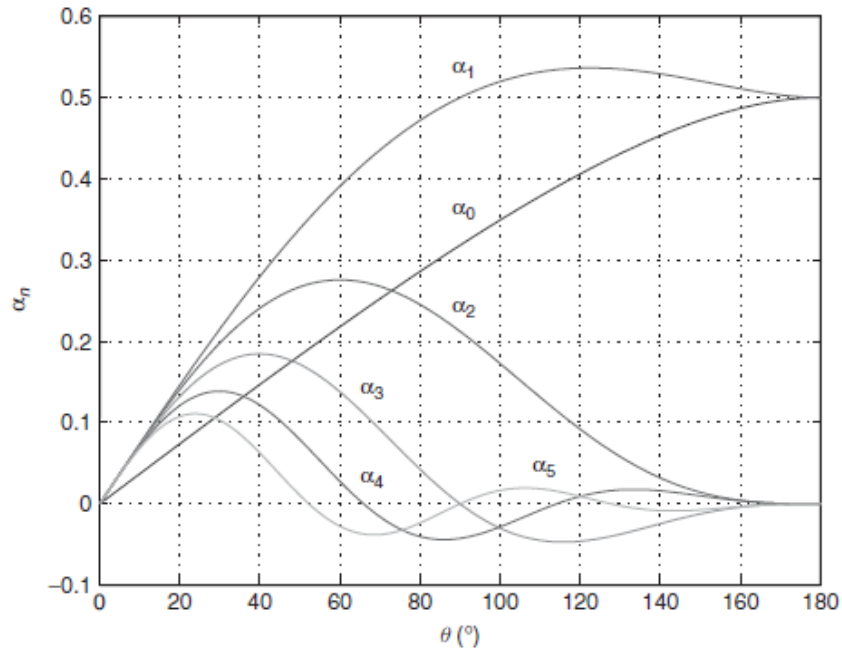
La amplitud de las n armónicas es:

$$I_{m(n)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_D \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.11)$$

$$I_{m(n)} = I_{DM} \frac{2 \sin(n\theta) \cos(\theta) - n \cos(n\theta) \sin(\theta)}{\pi(n^2 - 1)(1 - \cos(\theta))} = \alpha_n I_{DM} \quad (2.12)$$

Donde:

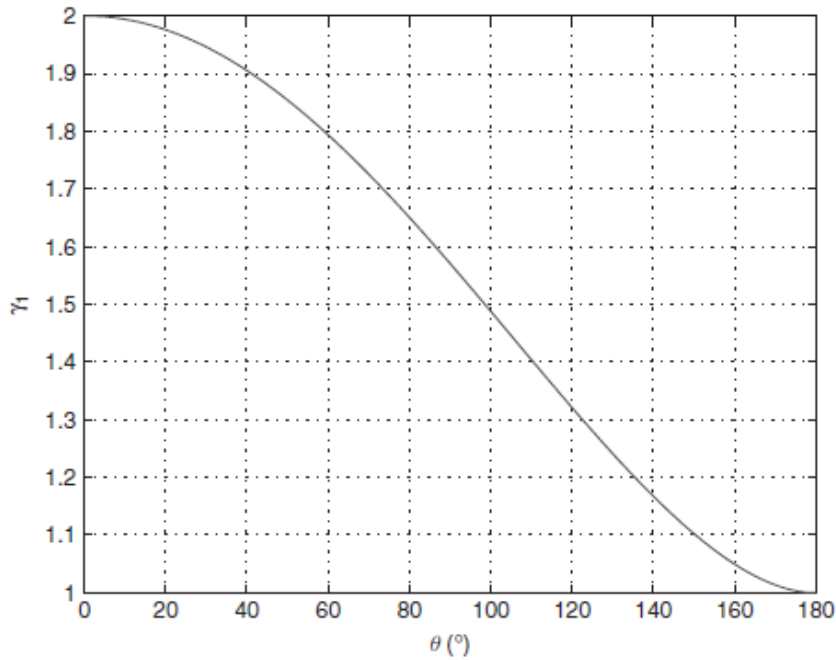
$$\alpha_n = \frac{I_{m(n)}}{I_{DM}} = \frac{2 \sin(n\theta) \cos(\theta) - n \cos(n\theta) \sin(\theta)}{\pi(n^2 - 1)(1 - \cos(\theta))} \quad (2.13)$$



**Figura 2.7:** Coeficientes de Fourier  $\alpha_n$  de la corriente de drenaje  $I_D$  en función del ángulo de conducción  $\theta$  para amplificadores de potencia Clase A, Clase B, Clase AB y Clase C [1].

La relación de amplitud entre la componente fundamental y la componente dc de la corriente de drenaje es dada por:

$$\gamma_1 = \frac{I_m}{I_1} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)} \quad (2.14)$$



**Figura 2.8:** Relación  $I_m/I_1$  de la componente fundamental a la componente dc de la corriente de drenaje  $I_D$  en función del ángulo de conducción  $\theta$  para amplificadores de potencia Clase A, Clase B, Clase AB y Clase C [1].

La forma de onda de la corriente de drenaje esta dada por:

$$I_D = I_I \frac{\Pi(\cos(\omega t) - \cos(\theta))}{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)}; -\theta \leq \omega t \leq \theta \quad (2.15)$$

La forma de onda del voltaje drenaje-fuente es:

$$V_{DS} = V_I - V_m \cos(\omega t) = V_I \left(1 - \frac{V_m}{V_I}\right) \cos(\omega t) \quad (2.16)$$

La forma de onda normalizada de la potencia disipada en el transistor para  $-\theta \leq \omega t \leq \theta$  es:

$$\frac{P_{D(\omega t)}}{P_I} = \frac{\Pi(\cos(\omega t) - \cos(\theta))}{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)} \left(1 - \frac{V_m}{V_I} \cos(\omega t)\right) \quad (2.17)$$

Potencia dc de alimentación:



$$P_I = I_I V_I = \alpha_0 I_{DM} V_I \quad (2.18)$$

La potencia de salida es:

$$P_o = \frac{1}{2} I_m V_m = \frac{1}{2} \alpha_1 I_{DM} V_m \quad (2.19)$$

La potencia disipada en el transistor es:

$$P_D = P_I - P_o = \alpha_0 I_{DM} V_I - \frac{1}{2} \alpha_1 I_{DM} V_m \quad (2.20)$$

El voltaje drenaje-fuente mínimo es:

$$V_{DSmin} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.21)$$

La amplitud de la componente fundamental del voltaje drenaje-fuente es:

$$V_m = V_I - V_{DSmin} \quad (2.22)$$

La eficiencia viene dada por:

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_I} = \frac{1}{2} \frac{I_m}{I_I} \frac{V_m}{V_I} = \frac{1}{2} \frac{V_m}{V_I} \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)} \quad (2.23)$$

$$\eta_D = \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta \cos(\theta))} \left(1 - \frac{V_{DSmin}}{V_I}\right) \quad (2.24)$$

La eficiencia del drenaje  $\eta_D$  es una función del ángulo de conducción, cuando  $\theta \rightarrow 0 \therefore \eta_D \rightarrow 100\%$

El máximo voltaje drenaje-fuente es:

$$V_{DSM} = V_I + V_m = 2V_I \quad (2.25)$$

La máxima corriente de drenaje es:

$$I_{DM} = \frac{I_m}{\alpha_1} \quad (2.26)$$

La resistencia de carga viene dada por:

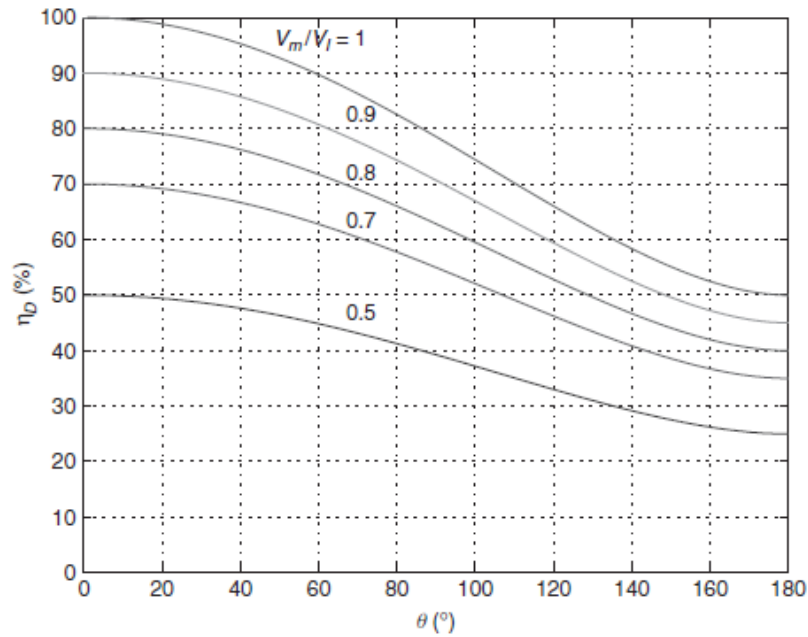
$$R = \frac{V_m^2}{2P_o} \quad (2.27)$$

El factor de calidad es:

$$Q_L = \frac{f}{BW} \quad (2.28)$$

Las reactancias del circuito resonante son:

$$X_L = X_C = \frac{R}{Q_L} \quad (2.29)$$



**Figura 2.9:** Eficiencia del drenaje  $\eta_D$  en función del ángulo de conducción  $\theta$  para varios valores de  $V_m/V_I$  para un Amplificador de Potencia en Clase C[1].

## 2.2. Red de Polarización.

El propósito de una red de polarización es seleccionar el punto de trabajo adecuado y mantenerlo constante sobre las variaciones de los parámetros del transistor y la temperatura. Éste determina la potencia de salida, la cantidad de distorsión, la eficiencia, la ganancia de la etapa y la clase de operación (A, B, AB o C). Para algunas clases de amplificadores de potencia, también se espera que la red de polarización ayude a suprimir los armónicos más altos. La selección del punto de polarización óptimo, a veces puede ser difícil ya que este dependerá de los requerimientos de la etapa de amplificación [10].

Dicha red consta de un conjunto de elementos circuitales que se disponen en torno al dispositivo activo para asegurar que el funcionamiento de éste último se realice en el punto de reposo [11].

## 2.3. Red de Adaptación.

En el diseño de un amplificador de potencia es muy importante incorporar una red de adaptación de impedancias para así optimizar dicho diseño y obtener una máxima transferencia de potencia, la cual se obtiene cuando la resistencia de carga es igual a la conjugada de la impedancia del generador; de esta forma lograr evitar pérdidas por desadaptación [2].

Esta puede ser con elementos concentrados o con líneas de transmisión. Existen varias configuraciones de redes de adaptación con elementos concentrados como las redes de 2 elementos o redes tipo L y las redes de 3 elementos como las de tipo T y las de tipo  $\pi$ .

### 2.3.1. Redes de adaptación tipo L

Esta técnica utiliza solamente elementos reactivos y recibe este nombre ya que la orientación de los mismos se asemeja a la forma de una L [12].

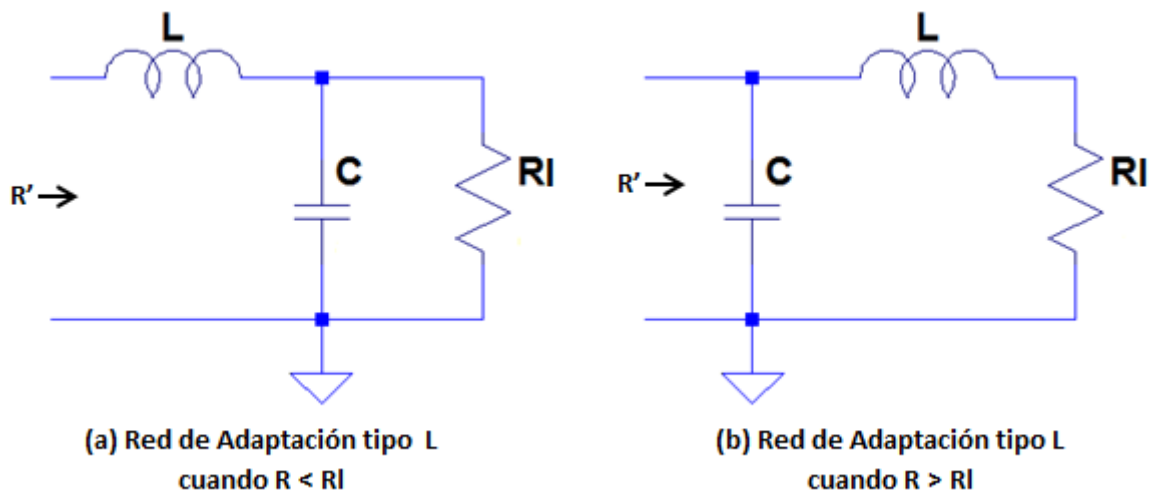


Figura 2.10: Configuración de Redes tipo L.

Para componentes paralelo se tiene:

$$X_p = \frac{R_p}{Q} \tag{2.30}$$

Y para componente en serie:

$$X_s = R_s Q \tag{2.31}$$

### 2.3.1.1. Transformación de impedancia utilizando dos secciones tipo L

Para grandes anchos de banda, varias redes de dos elementos pueden ser utilizadas simultáneamente, por ejemplo, utilizando dos secciones tipo L se puede adaptar desde el valor más bajo subiendo hasta una resistencia de valor intermedio y luego desde el valor intermedio hasta la resistencia de mayor valor. De esta forma, existirá una diferencia menor entre la resistencia de carga o la de la fuente y la resistencia intermedia, entonces el Q total será más bajo y el ancho de banda mayor. El máximo beneficio se obtiene cuando cada sección tipo L tiene el mismo Q.

$$Q = \frac{f}{BW} \tag{2.32}$$

Donde:

f: Frecuencia de diseño.

BW: Ancho de banda del sistema.

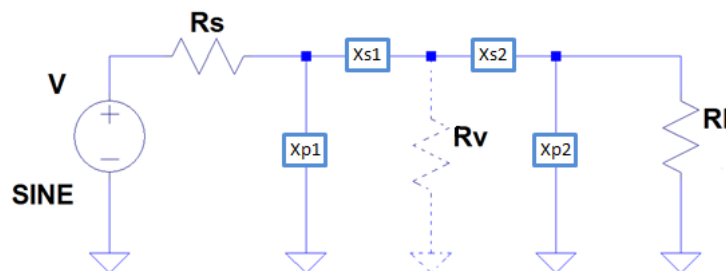
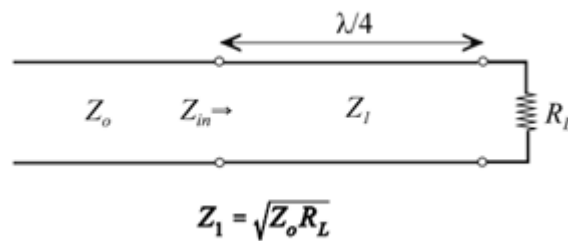


Figura 2.11: Dos Secciones de Tipo L en cascada

Donde  $R_v$  es un valor abstracto de resistencia virtual intermedia que viene dado por:

$$R_{int} = \sqrt{R_L R_s} \quad (2.33)$$

Esta resistencia se asemeja al comportamiento que tiene un transformador de  $\lambda/4$ , ya que es el valor requerido para transformar la impedancia de entrada a la de salida.



**Figura 2.12:** Transformador de  $\lambda/4$ .

Cuando se diseña una red de adaptación de dos elementos en cascada, no se puede elegir el ancho de banda resultante. Al conocerse el valor de la resistencia de carga y la de la fuente, el  $Q$  de cada brazo de la red queda determinado por:

$$Q_1 = Q_2 = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad (2.34)$$

$$Q = \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p} \quad (2.35)$$

$$X_s = Q R_s \quad (2.36)$$

$$X_s = R_s \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad (2.37)$$

$$X_s = \sqrt{\frac{R_s^2 (R_p - R_s)}{R_s}} \quad (2.38)$$

$$X_s = \sqrt{R_s R_p - R_s^2} \quad (2.39)$$

$$X_p = \frac{R_p R_s}{Q R_s} = \frac{R_p R_s}{R_s \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}} = \frac{R_p R_s}{\sqrt{R_s^2 (\frac{R_p - R_s}{R_s})}} \quad (2.40)$$

$$X_p = \frac{R_p R_s}{\sqrt{R_s R_p - R_s^2}} = \frac{R_p R_s}{X_s} \quad (2.41)$$

## 2.4. Filtro Pasivo.

El propósito de un filtro es separar las diferentes componentes de frecuencia que conforman a la señal de entrada que atraviesa la red de filtrado, la característica de esta red viene dada por su función de transferencia[13], expresada de la siguiente forma:

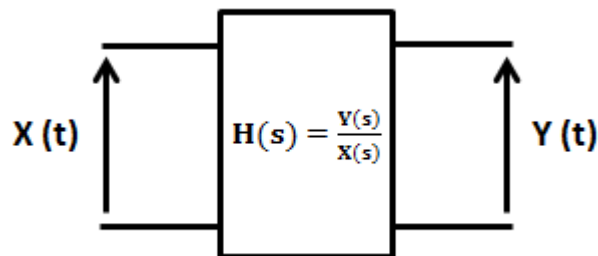


Figura 2.13: Función de transferencia de un filtro.

Donde S es la frecuencia angular compleja.

$$S = j\omega \quad (2.42)$$

$$Y(S) = X(S)H(S) \quad (2.43)$$

$$y(y) = L^{-1}X(S)H(S) \quad (2.44)$$

La función de transferencia del circuito  $H(S)$  es función de la frecuencia y nos dá una idea de cómo trata el circuito a cada uno de los armónicos en que puede expresarse la señal de entrada.

$$H(S) = \frac{a_m S^m + a_{m-1} S^{m-1} + \dots + a_1 S^1 + a_0}{b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_1 S^1 + b_0} \quad (2.45)$$

Los filtros pueden ser de tipo pasa bajo, pasa alto, pasa banda o rechaza banda. Estos filtros tienen muy baja sensibilidad, donde su aproximación es excelente cuando el valor real de cada elemento es diferente al valor ideal. El cambio entre la respuesta esperada del filtro y su respuesta real es muy similar, por ende, se aproxima mucho a la respuesta esperada por el sistema. Son fabricados con capacitores, inductores y resistencias, esto los hace muy ventajosos ya que disipan poca energía.

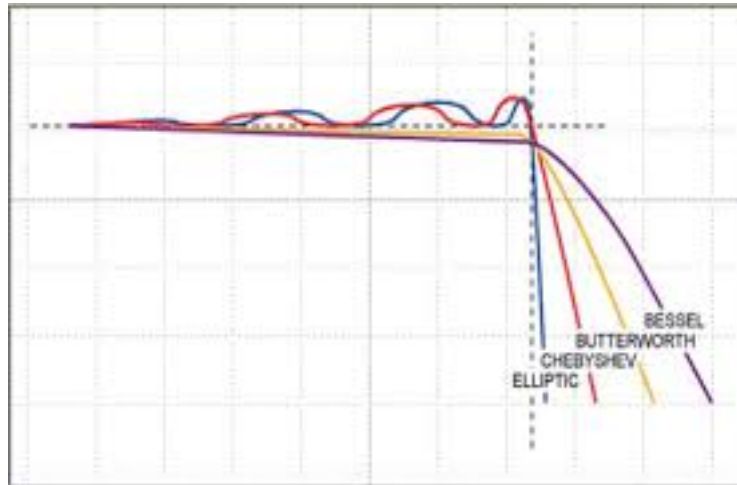
Según el valor de los parámetros de la función de transferencia se obtienen unas características u otras en cuanto a rizado, anchura de la banda de transición y respuesta transitoria. En este sentido, los filtros también pueden clasificarse según su rizado y banda de transición en: filtros tipo Butterworth, Chebyshev, Bessel y Elíptico.

Los filtros Butterworth poseen una ganancia máximamente plana en la banda de paso, una banda de transición amplia, buena respuesta transitoria pero mala respuesta en fase. Por su parte, los chebyshev presentan un rizado en la banda pasante, es decir, distorsión; pero a cambio la banda de transición es más estrecha aunque su respuesta transitoria no es tan buena como la del butterwoth.

Bessel posee una banda de transición amplia y un desfase lineal, lo que conlleva a que el tiempo de propagación sea constante. Este aspecto es importante cuando se



trabaja con la fase de la señal como parámetro portador de la información. El filtro elíptico tiene una banda de transición muy estrecha, rizado en la banda pasante y banda de rechazo y su respuesta transitoria no es mejor que la del chebyshev.



**Figura 2.14:** Comparación entre filtros Butterworth, Chebyshev, Bessel y Elíptico [4].

#### 2.4.1. Filtro Pasa Bajos Pasivo

Como su nombre lo indica, este filtro deja pasar señales de baja frecuencia y gradualmente va rechazando señales por encima de una frecuencia especificada. Para diseñar este tipo de filtros se debe partir de una serie de especificaciones como son:

- $f_p$ : frecuencia final de la banda de paso.
- $f_s$ : frecuencia de inicio de la banda atenuada.
- $R_p$ : Rizado máximo permitido en la banda de paso (en dB).
- $R_s$ : Atenuación mínima en la banda atenuada (en dB).

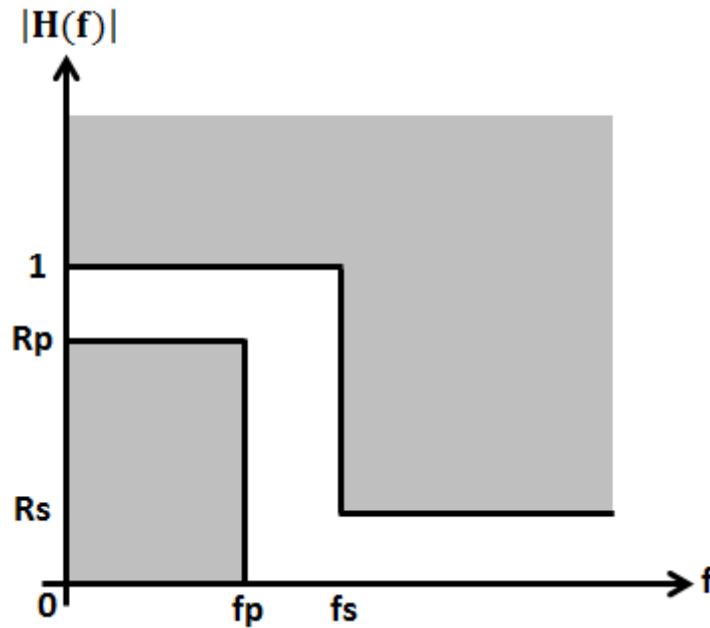


Figura 2.15: Especificaciones generales para un filtro pasa bajos.

#### 2.4.1.1. Normalización

Cuando se trabaja con circuitos eléctricos es usual normalizar la frecuencia y el nivel de impedancia. La normalización no causa ninguna pérdida de generalidad y se efectúa únicamente por conveniencia en el cálculo numérico, especialmente en el cálculo a mano, para evitar la tediosa manipulación de grandes potencias de 10. También minimiza el efecto de los errores de redondeo.

La normalización en frecuencia consiste simplemente en un cambio en la escala de frecuencia mediante la división de la variable de frecuencia por una frecuencia de normalización  $\omega_0$  escogida adecuadamente. Por tanto la frecuencia normalizada es:

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.46)$$

De forma análoga la normalización del nivel de impedancias se efectúa dividiendo todas las impedancias del circuito por una resistencia de normalización  $R_0$ .

Las impedancias, inductores y condensadores se transforman como sigue:

$$R_n = \frac{R}{R_0} \quad (2.47)$$

$$\omega_n L_n = \frac{(\frac{\omega}{\omega_0})\omega_0 L}{R_0} \quad (2.48)$$

$$\frac{1}{\omega_n C_n} = \frac{1}{\frac{\omega}{\omega_0}} \frac{1}{\omega_0 C R_0} \quad (2.49)$$

Los valores normalizados son:

$$R_n = \frac{Z}{R_0} \quad (2.50)$$

$$L_n = L \frac{\omega_0}{R_0} \quad (2.51)$$

$$C_n = LC\omega_0 R_0 \quad (2.52)$$

## 2.5. Acoplador Direccional.

Es un dispositivo que permite la separación de las señales incidentes y reflejadas presentes en una línea de transmisión. Está formado por una unión de 4 puertos: entrada, salida, acoplado y aislado; básicamente consta de dos líneas de transmisión con un mecanismo de acoplo entre ellas [4].

Cualquier puerto puede ser la entrada, de éste modo la salida sería el puerto al que está conectada directamente la entrada, el puerto acoplado sería el puerto adyacente al de entrada y el aislado sería el puerto en diagonal. El puerto acoplado

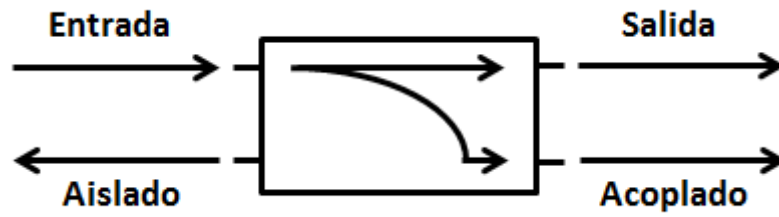


Figura 2.16: Modelo Circuital de un Acoplador Direccional.

es utilizado para tomar una muestra de la señal de entrada sin interrumpirla[14]. Su matriz de dispersión es la siguiente:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

A diferencia de las redes de tres puertos, las de cuatro pueden ser simultáneamente recíprocas, sin pérdidas y con sus cuatro puertos adaptados.

Suponiendo  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ , si  $[S]$  es unitaria y la red recíproca, entonces deben cumplirse las siguientes relaciones que se derivan de  $[S][S]^{t*} = [I]$  [4]:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 |S_{14}|^2 = 1 \quad (2.53)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 |S_{24}|^2 = 1 \quad (2.54)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.55)$$

$$|S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.56)$$

$$S_{13}S_{23}^* + S_{14}S_{24}^* = 0 \quad (2.57)$$

$$S_{12}S_{23}^* + S_{14}S_{34}^* = 0 \quad (2.58)$$

$$S_{12}S_{24}^* + S_{13}S_{34}^* = 0 \quad (2.59)$$

$$S_{12}S_{13}^* + S_{24}S_{24}^* = 0 \quad (2.60)$$

$$S_{12}S_{14}^* + S_{23}S_{34}^* = 0 \quad (2.61)$$

$$S_{13}S_{14}^* + S_{23}S_{24}^* = 0 \quad (2.62)$$

Una de las posibles soluciones de este sistema consiste en tomar  $S_{14} = 0$ , en este caso:

$$S_{13}S_{23}^* = 0 \quad (2.63)$$

$$S_{12}S_{23}^* = 0 \quad (2.64)$$

$$S_{23}S_{34}^* = 0 \quad (2.65)$$

$$S_{23}S_{24}^* = 0 \quad (2.66)$$

Si ahora se supone que  $S_{23} = 0$ , se tiene:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (2.67)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \quad (2.68)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.69)$$

$$|S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (2.70)$$

De esto se obtiene que  $|S_{13}| = |S_{24}|$  y  $|S_{12}| = |S_{34}|$ . Tomando por ejemplo  $S_{12} = S_{34} = \alpha$ ,  $S_{13} = \beta e^{j\theta}$  y  $S_{24} = \beta e^{j\phi}$ ; la matriz de dispersión queda de la forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\phi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Para que  $[S]$  sea unitaria (como se ha supuesto), debe ocurrir:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (2.71)$$

$$-\beta \alpha e^{-j\theta} = \alpha \beta e^{j\phi} \Rightarrow \theta + \phi = (2n + 1)\pi \quad (2.72)$$

Existen dos posibles alternativas:

Acoplador simétrico:  $\theta = \phi = \frac{\pi}{2}$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Acoplador asimétrico:  $\theta = 0, \phi = \pi$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

En resumen, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} \\ S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} \\ S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{13} = S_{24} = S_{31} = S_{42} \end{bmatrix}$$

En los acopladores direccionales, habitualmente, la mayor parte de la potencia se dirige al puerto de salida, y sólo una pequeña fracción llega al puerto acoplado. Por este motivo, se acostumbra a definir las siguientes relaciones de potencia como figuras de mérito:

$$C = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_3}\right) = -20 \log(\beta) \text{ dB} \quad (2.73)$$

$$D = 10 \log\left(\frac{P_{\text{Acoplado}(3)}}{P_{\text{Aislado}(4)}}\right) = 20 \log\left(\frac{\beta}{|S_{34}|}\right) \text{ (dB)} \quad (2.74)$$

$$I = 10 \log\left(\frac{P_{\text{Entrada}(1)}}{P_{\text{Aislado}(4)}}\right) = -20 \log(|S_{14}|) \text{ (dB)} \quad (2.75)$$

Donde:

C: Acoplamiento (Coupling).

D: Directividad.

I: Aislamiento (Isolated).

$$\beta = |S_{13}|$$

## 2.6. Transistor de Efecto de Campo: FET.

Hay dos tipos de transistores de efecto de campo: el JFET (Junction Field-Effect Transistor) y el MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) o IG-FET (Insulated-Gate Field-Effect Transistor). Ambos operan bajo el principio de corriente controlada mediante un campo eléctrico. La principal diferencia radica en los métodos por los cuales se realiza el elemento de control.

### 2.6.1. MOSFET

Es un transistor que utiliza un electrodo de control, la compuerta, para modular capacitivamente la conductancia del canal de superficie en la unión de dos contactos finales, la fuente y el drenaje. La compuerta es separada del cuerpo del semiconductor subyacente a la compuerta por una delgada capa aislante, generalmente de dióxido de silicio. El canal de superficie está formado en la interfaz entre el cuerpo del semiconductor y la capa aislante.

Existen dos tipos de transistores MOSFET, ambos basados en la estructura MOS. Los primeros son los MOSFET de enriquecimiento los cuales se basan en la creación de un canal entre el drenador y la fuente, al aplicar una tensión en la puerta. La tensión de la puerta atrae portadores minoritarios hacia el canal, de manera que se forma una región de inversión, es decir, una región con dopado opuesto al que tenía el sustrato originalmente. El término enriquecimiento hace referencia al incremento de la conductividad eléctrica debido a un aumento de la cantidad de portadores



de carga en la región correspondiente al canal. El canal puede formarse con un incremento en la concentración de electrones (en un nMOSFET o NMOS), o huecos (en un pMOSFET o PMOS). De este modo un transistor NMOS se construye con un sustrato tipo p y tiene un canal de tipo n, mientras que un transistor PMOS se construye con un sustrato tipo n y tiene un canal de tipo p.

Los MOSFET de empobrecimiento o depleción tienen un canal conductor en su estado de reposo, que se debe hacer desaparecer mediante la aplicación de la tensión eléctrica en la puerta, lo cual ocasiona una disminución de la cantidad de portadores de carga y una disminución respectiva de la conductividad.

#### 2.6.1.1. Modos de Operación.

El funcionamiento de un transistor MOSFET se puede dividir en tres diferentes regiones de operación, dependiendo de las tensiones en sus terminales. En la presente discusión se utiliza un modelo algebraico que es válido para las tecnologías básicas antiguas. En los MOSFET modernos se requieren modelos computacionales que exhiben un comportamiento mucho más complejo.

Para un transistor NMOS de enriquecimiento se tienen las siguientes regiones:

Región de Corte: Cuando  $V_{GS} < V_{TH}$ , donde  $V_{TH}$  es la tensión de umbral del transistor. De acuerdo con el modelo básico del transistor, en esta región el dispositivo se encuentra apagado. No hay conducción entre la fuente y el drenador, de modo que el MOSFET se comporta como un interruptor abierto.

Región lineal: Cuando  $V_{GS} > V_{TH}$  y  $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$ . Al polarizarse la puerta con una tensión mayor que la tensión de umbral, se crea una región de agotamiento en la región que separa la fuente y el drenador. Si esta tensión crece lo suficiente, aparecerán portadores minoritarios (huecos en PMOS, electrones en NMOS) en la región de agotamiento, que darán lugar a un canal de conducción. El transistor pasa entonces a estado de conducción, de modo que una diferencia de potencial entre drenador y fuente dará lugar a una corriente. El transistor se comporta como una resistencia controlada por la tensión de puerta.

Región de saturación: Cuando  $V_{GS} > V_{TH}$  y  $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$ . Cuando la tensión entre drenador y fuente supera cierto límite, el canal de conducción bajo la puerta sufre un estrangulamiento en las cercanías del drenador y desaparece. La corriente que entra por el drenador y sale por la fuente no se interrumpe, ya que es debida al campo eléctrico entre ambos, pero se hace independiente de la diferencia de potencial entre ambos terminales.

### 2.6.1.2. Voltaje de Umbral

El Voltaje de umbral (Threshold Voltage) es aquel voltaje en la compuerta en el cual el canal empieza a formarse. En este voltaje el dispositivo comienza a cambiar de apagado a encendido y los circuitos dependen de una oscilación de tensión que se extiende a este valor. Por lo tanto, la tensión de umbral ayuda a decidir la alimentación necesaria para el funcionamiento del circuito y también ayuda en la determinación de la corriente de fuga que fluye cuando el dispositivo esta apagado.

## 2.7. Disipación de Potencia

Debido a la tendencia de miniaturización de los transistores u otros semiconductores de potencia, en general, éstos no son capaces de disipar toda la potencia que generan sin evitar alcanzar altas temperaturas en las juntas pn del dispositivo, y como es del conocimiento general, si la temperatura se eleva a un cierto límite (propio de cada material), las juntas pn desaparecen y el dispositivo queda convertido en un simple cristal, es decir, ocasionará un daño irreversible. Es por este motivo que se recomienda colocar a estos dispositivos, sobre algún elemento que sea capaz de absorber la potencia disipada y liberarla hacia el aire que lo rodea. Esta acción es la definición exacta de un Disipador.

El calor se transfiere de una zona del espacio a otra básicamente por tres mecanismos: La conducción, que es la difusión del calor dentro de un medio material sin que haya desplazamiento de materia; La convección, la cual consiste en la propagación del calor por desplazamiento de porciones de materia a distinta temperatura

y la radiación, que emite energía en forma de ondas electromagnéticas de diversas longitudes de ondas [15].

## 2.8. Resistencia Térmica

Los componentes de RF (particularmente los transistores de potencia) frecuentemente tienen alguna forma de resistencia térmica especificada para mostrar las capacidades de potencia disipada. La resistencia térmica puede ser definida como el incremento de la temperatura de la junta de un componente dividido por la potencia disipada, ó grados centígrados entre vatios ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) [16].

El comportamiento térmico del dispositivo se puede modelar muy fácilmente utilizando un circuito eléctrico, constituido por una fuente de corriente y una resistencia (figura 2.17.a). La fuente de corriente es la potencia que disipa el dispositivo,  $P$ ; la resistencia es la resistencia térmica especificada por el fabricante  $R_{th(ja)}$  y la diferencia de voltaje entre los terminales de la resistencia, calculada aplicando la ley de Ohm, es la diferencia de temperatura entre la junta y el medio ambiente,  $T_j - T_a$ . El modelo se puede mejorar separando la resistencia térmica en dos resistencias conectadas en serie: la resistencia térmica entre la junta y el encapsulado,  $R_{th(jc)}$ , y la resistencia térmica entre el encapsulado y el medio ambiente,  $R_{th(ca)}$  (figura 2.17.b). Si se conoce la temperatura ambiente y la potencia que disipa el dispositivo, y el fabricante especifica las resistencias térmicas mencionadas, se puede calcular la temperatura a la que va a llegar la junta,  $T_j$ . Si el dispositivo tendrá el objetivo de disipar mucha potencia, por lo general éste cálculo arrojará valores superiores a los que puede soportar la junta [17].

Para corregir esto es necesario disminuir la resistencia térmica, y la forma de conseguir éste objetivo es colocando un disipador de calor que tenga una resistencia térmica más baja (figura 2.17.c). Para el cálculo de la misma se aplica la siguiente formula:

$$R_{t(da)} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{t(jc)} + R_{t(cd)} \quad (2.76)$$

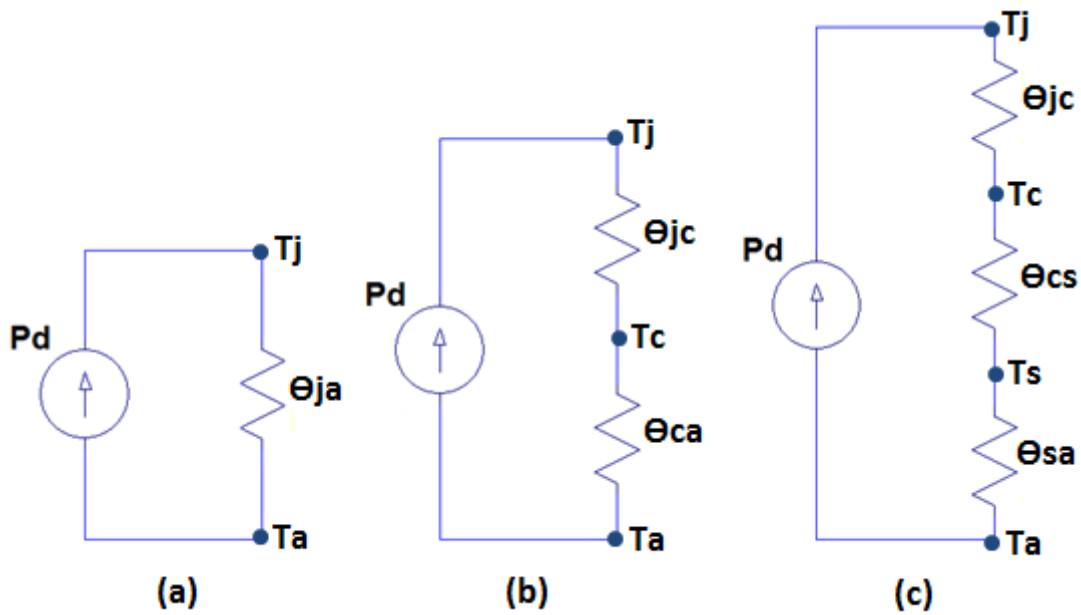


Figura 2.17: Representación circuital del flujo de corriente de la unión al ambiente.

Todos estos parámetros son obtenidos del datasheet del dispositivo. Una vez calculado el valor se busca en catálogos, suministrados por fabricantes de disipadores, algún disipador que tenga la resistencia térmica menor o igual a la calculada. En el caso que la misma sea menor, provocará que con las mismas condiciones de cálculo, la temperatura de juntura sea menor a la deseada.

## 2.9. Inductancia de las Bobinas RF

Las ecuaciones necesarias para calcular la auto-inductancia de una sola capa y con núcleo de aire (las bobinas con núcleo de aire son las más comunes en circuitos de RF), se muestran a continuación:

$$L(\mu\text{H}) = \frac{(RN)^2}{9R + 10L} \quad (2.77)$$

Cuando  $L = 0.8R$  ó  $R/L = 1.25$ , siendo  $L$  la longitud de la bobina en pulgadas entonces:

$$L(\mu\text{H}) = \frac{(RN)^2}{17 * R} \quad (2.78)$$

En donde N es el número de vueltas, L ( $\mu\text{H}$ ) es la inductancia en micro-Henrios y R es el radio de la bobina en pulgadas. Nótese que se obtiene la máxima inductancia cuando la relación del radio de la bobina a la longitud de la misma es 1.25 (Cuando la longitud es de 0.8 del radio). Las bobinas de RF con esta relación son las más eficientes (Máxima inductancia para el mínimo tamaño físico) [16].

Normalmente en el cálculo de N, el resultado por defecto viene expresado en decimales, en este caso, el valor obtenido se redondea hacia arriba, y para ajustarlo a la inductancia deseada se incrementa o disminuye ya sea comprimiendo o expandiendo la bobina respectivamente.



## Capítulo III

# Procedimientos de la investigación

Esta investigación se divide en cuatro fases principales, la realización de cada una de las actividades fué conduciendo a la culminación de los objetivos para la elaboración del Módulo Amplificador de Potencia. Cada una de ellas se explica de manera detallada en las siguientes secciones.

### 3.1. Investigación

Se realizó una inspección al prototipo transmisor de FM para conocer de qué manera se encontraban interconectados todos los módulos que lo componen y se hizo una revisión bibliográfica al Trabajo Especial de Grado «Diseño y Construcción de un Transmisor de FM Estero con canales de SCA», ya que allí se encuentra descrita la información de cada etapa del equipo, de esta manera se pudo conocer cuáles eran los parámetros que debían mantenerse a la hora de reemplazar un módulo.

Se procedió a realizar una revisión bibliográfica sobre el diseño de amplificadores de potencia en RF. Se consultaron libros especializados en electrónica de alta frecuencia así como también a diversos profesores en el área de Ingeniería con la finalidad de reforzar conceptos básicos y necesarios sobre los amplificadores de potencia en RF.

Las etapas que conforman a un amplificador de potencia son:

- Red de Polarización.
- Redes de Adaptación de Entrada y Salida.
- Filtro Supresor de Armónicos.
- Acoplador Direccional.

Se estableció el uso de transistores de efecto de campo del tipo MOS, dado que el mismo en aplicaciones de amplificación de potencia en RF aventaja a los BJT en ganancia, ancho de banda, mayor área de funcionamiento, alta frecuencia y son controlados por voltaje en la compuerta y requieren solo una pequeña corriente de entrada.

Las características principales a considerar para la determinación del transistor a implementar fueron:

- Operatividad en la banda FM comercial.
- Alta ganancia.
- Impedancia característica de 50  $\Omega$ .
- Que fuese polarizado con una tensión menor a 28 Vdc.

Por el escaso mercado de transistores de potencia de alta frecuencia en el país, se tuvo que considerar el factor costo para la selección del transistor.

Para lograr amplificar a altas escalas de potencia, se seleccionó el MRF137, un transistor MOSFET de canal N, que satisface todas las características establecidas y a un bajo costo en moneda extranjera [5].

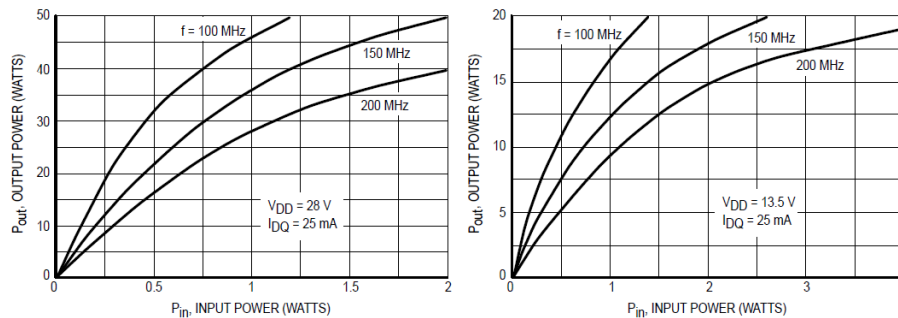


### 3.2. Diseño

Se requiere que el amplificador de potencia opere en Clase C, ya que en dicha clase es donde se logra alcanzar los valores más altos de eficiencia, razón por la cual, el transistor trabaja en la región de corte.

Luego de conocer cuáles eran las etapas necesarias para la realización de un amplificador de potencia de RF, se procedió a diseñar cada una de ellas, para lo cual se utilizaron herramientas computacionales y diversos calculadores virtuales. Los softwares utilizados fueron Orcad y ADS, en ellos se realizaron todas las simulaciones correspondientes a cada etapa como fueron: parámetros S, mediciones de impedancia y función de transferencia.

El diseño partió de las curvas de Potencia de Salida Vs Potencia de Entrada a una frecuencia de 100 MHz, para dos niveles de polarización diferentes. Dichas curvas pueden observarse en la siguiente imagen:



**Figura 3.1:** Curvas de Potencia de Salida Vs Potencia de Entrada para un punto de trabajo determinado, proporcionadas por el fabricante [5].

En la figura 3.1 puede observarse como varía la potencia de salida en función de la potencia de entrada para un punto Q dado, cuando el transistor se encuentra en fuente común.

En base a esta información se establecieron las siguientes características:

- $P_{out} = 30W$  y  $\eta_D = 60\%$  si  $V_{DD} = 28V$  y  $P_{in} = 0,5W @ 100 MHz$

Utilizando las ecuaciones (2.21), (2.24), (2.27) y (2.28) se tiene que:

$$\eta_D = \frac{P_{out}}{P_I} \times 100 \% = \frac{30W}{P_I} \times 100 \% = 60 \% \quad (3.1)$$

$$\frac{60 \%}{100 \%} = \frac{30W}{P_I} \quad (3.2)$$

$$P_I = 50W \quad (3.3)$$

$$P_I = V_I I_I = 28V I_I = 50W \quad (3.4)$$

$$I_I = 1,78A \quad (3.5)$$

$$P_D = P_I - P_{out} = 50W - 30W = 20W \quad (3.6)$$

Para que las ecuaciones de diseño de la red de polarización se cumplan, el voltaje mínimo con el cual debe ser polarizado el módulo amplificador es de 10V, por lo tanto se tiene que:

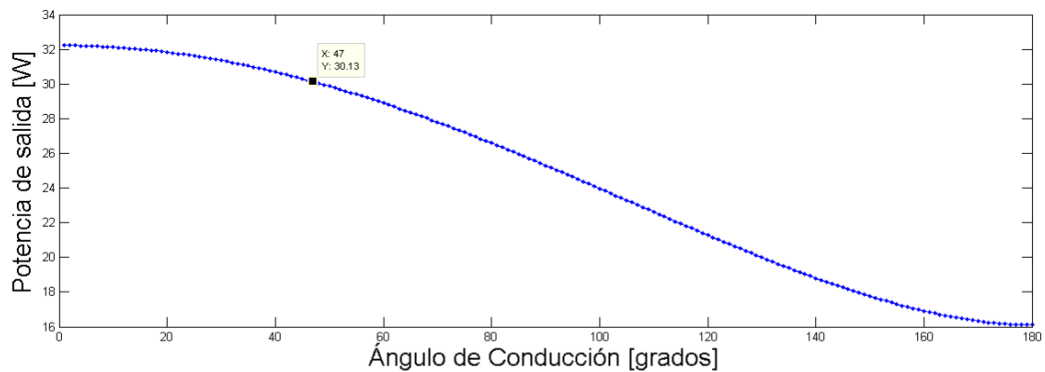
$$V_{DSmin} = 10V \quad (3.7)$$

$$\frac{V_m}{V_I} = \frac{V_I - V_{DSmin}}{V_I} = \frac{28V - 10V}{28V} = 0,6428571429 \quad (3.8)$$

Con los valores obtenidos en las ecuaciones (3.7) y (3.8) y con apoyo en la figura (2.9), se obtiene el valor de  $\theta$ :

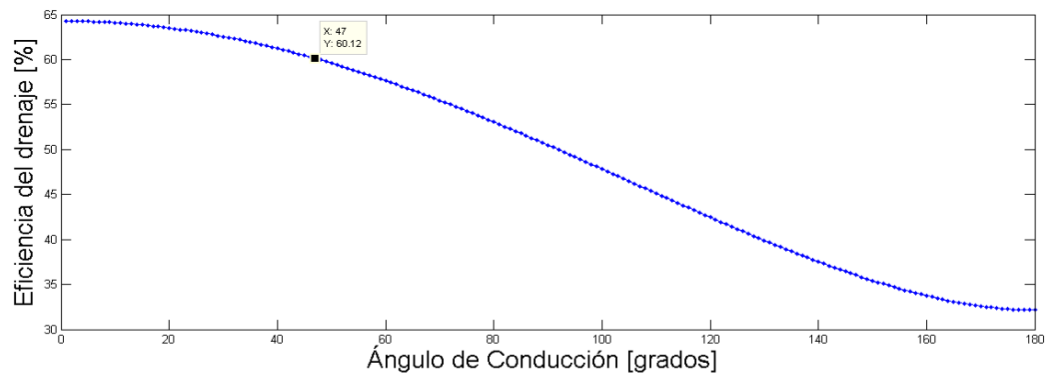
$$\theta_1 = 47 \text{ grados} \quad (3.9)$$

En la figura 3.2 se puede ver la forma en que varía la potencia de salida a medida que cambia el ángulo de conducción, obteniéndose un ángulo de conducción de  $\theta = 47^\circ$  para una potencia de 30W.



**Figura 3.2:** Potencia de Salida Vs Ángulo de Conducción.  $P_o = 30W$  y  $\theta = 47^\circ$

En la figura 3.3 se puede ver la forma en que varía la eficiencia del drenaje a medida que cambia el ángulo de conducción, obteniéndose una eficiencia de drenaje de 60 % para un ángulo de conducción de  $\theta = 47^\circ$ .



**Figura 3.3:** Eficiencia del Drenaje Vs Ángulo de Conducción.  $\eta = 60\%$  y  $\theta = 47^\circ$

En la figura 3.4, se muestra la estructura del módulo de potencia diseñado, el cual contiene dos redes de adaptación, con la finalidad de garantizar la máxima transferencia de potencia, seguido de un filtro pasa-bajo para suprimir los armónicos no deseados y por último un acoplador direccional para tomar una muestra de la potencias reflejada y transmitida de la señal de salida.

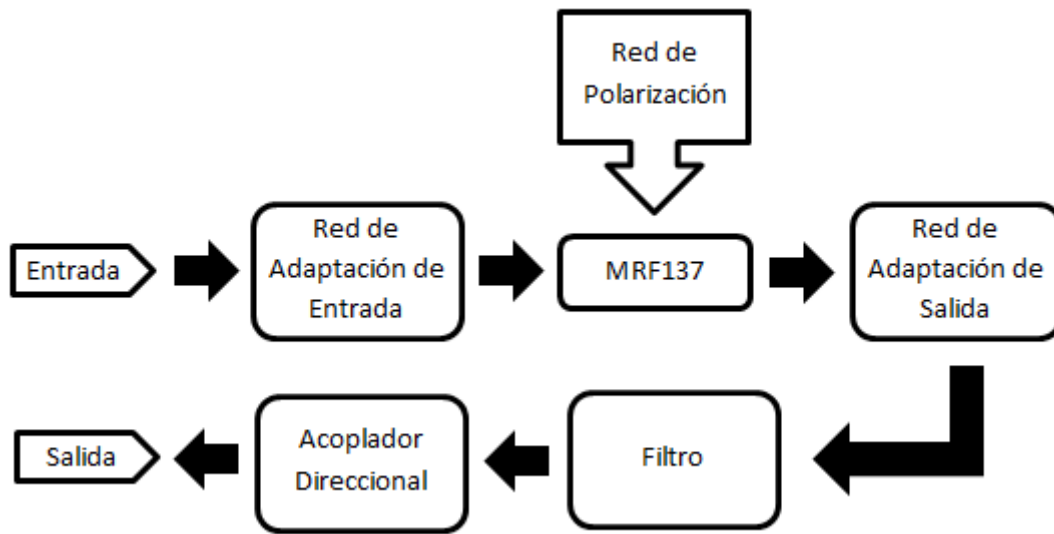


Figura 3.4: Diagrama de bloques del diseño del Módulo de Potencia.

### 3.2.1. Diseño de la red de Polarización

Un transistor requiere para su correcto funcionamiento una red de polarización. Este apartado se dedicará a exponer la composición de dicha red de polarización y sus características.

Como el amplificador opera en clase C, el transistor fue polarizado de forma que opere en la región de corte. Esto implica que el voltaje entre compuerta y fuente ( $V_{GS}$ ) no debe superar el voltaje umbral.

$$0 \leq V_{GS} < V_{TH} \quad (3.10)$$

Donde  $V_{TH} = 3V$  (Valor proporcionado por el fabricante [5]).

Apoyándose en la información otorgada por la figura 3.1, se ha optado por elegir una red de polarización por división de voltaje, empleando un valor de tensión para el drenaje y otro para la compuerta. Ambas tensiones son variables, de ésta forma al controlar el voltaje aplicado al drenaje, se puede variar la potencia de salida y controlando la tensión aplicada en la compuerta, se ubica al transistor en sus diferentes zonas de operación. El esquema de la red de polarización se muestra en la figura 3.3.:

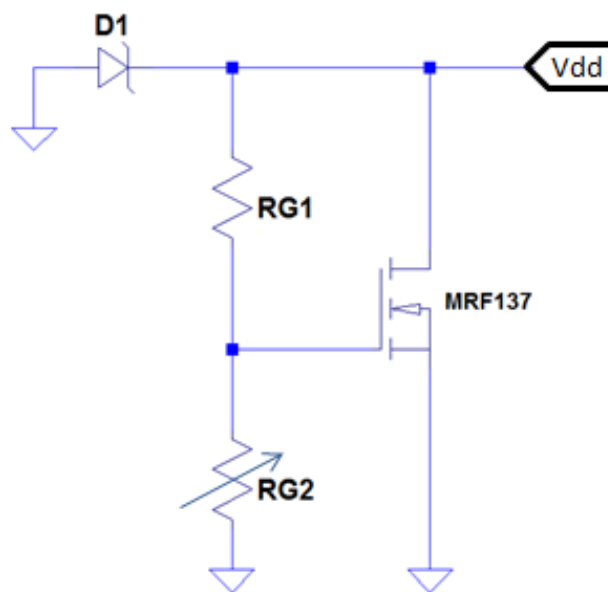


Figura 3.5: Esquema de la red de Polarización.

Punto Q:

$$(I_{DQ} = 25\text{mA}, V_{DS} = V_{DD})$$

Donde el parámetro  $I_{DQ}$  es proporcionado por el fabricante.

$$V_Z = V_{R_{g1}} + V_{R_{g2}} \quad (3.11)$$

Para obtener los valores de  $R_{g1}$  y  $R_{g2}$  se aplica ley de voltajes en las mallas del circuito, teniendo presente las ecuaciones que rigen al transistor MOSFET.

$$V_Z = I(R_{g1} + R_{g2}) \quad (3.12)$$

$$V_{GS} = V_{R_{g2}} \quad (3.13)$$

$$V_{R_{g2}} = V_Z - V_{R_{g1}} = V_{GS} \quad (3.14)$$

$$V_{GS} = V_Z - IR_{g1} \quad (3.15)$$

$$V_{GS} = V_Z - \frac{V_Z}{R_{g1} + R_{g2}} R_{g1} \quad (3.16)$$

$$V_{GS} = V_Z \left(1 - \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}}\right) \quad (3.17)$$

$$V_Z = 10V \quad (3.18)$$

Sustituyendo los valores de tensiones para condición de corte y asumiendo que  $R_{g1} = 27k\Omega$ , se tiene que:

$$\text{Si } V_{GS} = 0V \therefore R_{g2} = 0$$

$$\text{Si } V_{GS} = 3V \text{ y } R_{g1} = 27k\Omega \therefore R_{g2} = 10,12k\Omega$$

Puesto que no hay resistencias normalizadas de  $10,12k\Omega$ , se recurrió a la normalizada más cercana, quedando  $R_{g2}$  comprendida en el rango:

$$0 \leq R_{g2} \leq 10K\Omega \quad (3.19)$$

A esta red se le incorporó dos bobinas de choque RFC1 y RFC2, que se encargan de evitar el paso de la señal RF hacia secciones del circuito donde hay presentes señales continuas, dos condensadores de acoplo y tres condensadores de protección. Los primeros se ubican en la entrada y salida del circuito y su función es comportarse como un circuito abierto para la señal continua y como un cortocircuito para la señal RF; los segundos protegen al circuito de los picos de tensión indeseados. En la figura 3.4 se muestra la red de polarización del módulo amplificador.

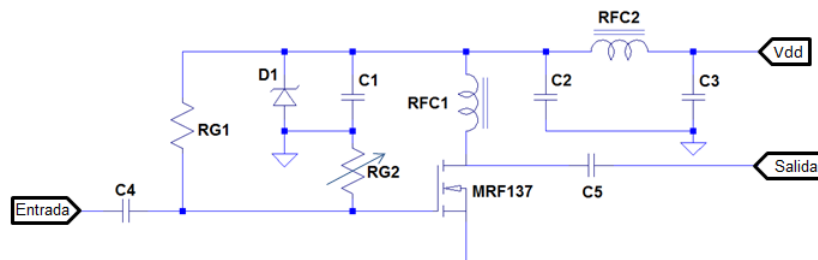


Figura 3.6: Red de Polarización del Amplificador de Potencia.

El voltaje drenador-surtidor  $V_{DS}$  es fijado por la tensión dc que suministra la fuente de poder del equipo, a diferencia del voltaje compuerta-surtidor  $V_{GS}$  que primeramente el diodo Zener  $D_1$ , se encarga de regular la misma a 10 Vdc, para luego ser ajustado, por medio del potenciómetro R3, a un nivel de voltaje tal que el mismo ponga el transistor en la región de corte, para así cumplir con la condición de un amplificador de potencia de clase C.

Como se mencionó anteriormente, el cuaderno de especificación del transistor especifica un voltaje umbral  $V_{TH}$  de 3 voltios, dejando al MOSFET en la región de corte, y únicamente conducirá cuando la tensión de la señal de entrada RF, supere el voltaje umbral.

Utilizando la ecuación (2.29), se obtienen los valores del circuito resonante para  $P_{out} = 30W \rightarrow \theta = 47^\circ$  y  $V_I = V_{DD} = 28V$

$$V_m = V_I - V_{DSmin} = 28V - 0V = 28V \quad (3.20)$$

$$R = \frac{V_m^2}{2P_{out}} = \frac{(28V)^2}{2 \times 30W} = 13,07\Omega \quad (3.21)$$

$$Q_L = \frac{f}{BW} = \frac{100MHz}{20MHZ} = 10 \quad (3.22)$$

$$X_L = X_C = \frac{R}{Q_L} = \frac{13,07\Omega}{10} = 1,307\Omega \quad (3.23)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{1,307\Omega}{2\pi \times 100 \times 10^6 Hz} = 2,08nH \quad (3.24)$$

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{(2\pi \times 100 \times 10^6 Hz)(1,307\Omega)} = 1217,71pF \quad (3.25)$$

### 3.2.2. Diseño de las redes de Adaptación

Para la realización de las mismas se implementó la configuración tipo L pasabajo, ya que generalmente las estructura tipo PI o T son utilizadas cuando se desea definir un ancho de banda angosto mediante un Q alto, puesto que se tiene la libertad de definir el valor del mismo y adicionalmente las mismas incluyen más elementos. A pesar que las redes de tipo L son menos eficientes, son las más utilizadas y su diseño involucra menos componentes; se realizan mediante elementos concentrados y su función es transformar la impedancia de la carga de tal manera que la misma sea la conjugada de la impedancia del generador.

Para obtener una red de adaptación de banda ancha deben adicionarse más redes tipo L en cascada, ya que de esta manera se disminuye el factor de calidad Q del circuito. Tomando como referencia la ecuación (2.32), se puede observar que a medida que aumenta el ancho de banda Q decrece.



### 3.2.2.1. Red de Adaptación de Entrada

Se encarga de adaptar la impedancia del puerto de entrada [  $Z_1 = (50 + 0i) \Omega @ 100\text{MHz}$ ] a la impedancia de entrada del transistor MRF137 [  $Z_2 = (2,11 - 11,07i) \Omega @ 100\text{MHz}$ ].

Debido al pequeño valor de resistencia que describe la impedancia de entrada del transistor MRF137, los saltos de transformación que realiza la red de adaptación son tan altos, que el valor de desadaptación crece significativamente a frecuencias distante a la principal, definiendo al módulo de potencia únicamente funcional a la frecuencia de diseño.

Para evitar esto, se ha adicionado una resistencia al final de la red de adaptación, con el fin de modificar la impedancia de entrada del transistor, aunque en ella se disipe la mitad de la potencia de la portadora, esto se puede solventar, incrementando la potencia de entrada que se le inyecta al módulo amplificador, con el propósito de compensar dicha pérdida por disipación en la misma.

De esta manera se pudo crear una red de adaptación con una función de transferencia, con menos desadaptación en las frecuencias perteneciente en la banda FM. Con la nueva resistencia de 4,7 ohm en la red de adaptación, la impedancia de entrada del transistor MRF137 se modificó a  $Z_2 = (6,81 - 11,07i) \Omega @ 100\text{MHz}$ .

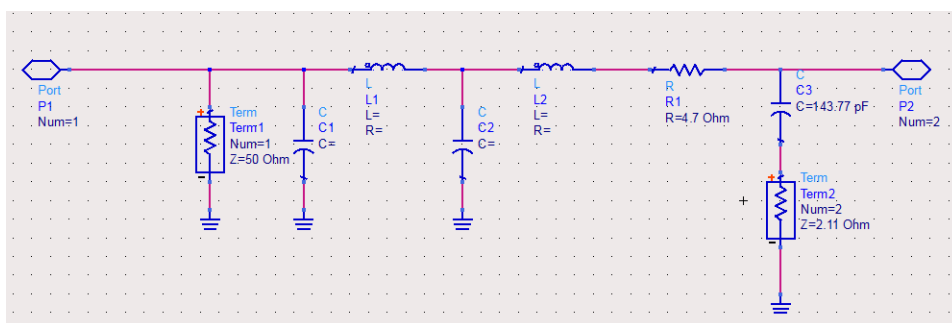


Figura 3.7: Diseño de la Red de Adaptación de Entrada.

Para acoplar ambas redes en cascada, utilizando la ecuación (2.33) se calculó una resistencia virtual que tiene un valor intermedio entre las partes resistivas de  $Z_1$  y  $Z_2$ .

$$R_{int} = \sqrt{R_L R_S} = \sqrt{(50)(6,81)} = 18,4526\Omega \quad (3.26)$$

#### ETAPA 1

Con apoyo en las ecuaciones (2.39) y (2.41) se procedió a calcular las reactancias para luego conseguir los valores de capacitancia e inductancia a la frecuencia de 100 MHz.

$$X_{L1} = \sqrt{(R_S R_{int}) - (R_{int})^2} = 24,1274 \quad (3.27)$$

$$X_{C1} = \frac{R_S R_{int}}{X_{L1}} = 38,2399\Omega \quad (3.28)$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{2\pi f} = 38,3999\text{nH} \quad (3.29)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{C1}} = 41,6201\text{pF} \quad (3.30)$$

#### ETAPA 2

De igual manera, apoyándose en las ecuaciones (2.39) y (2.41) se calcularon las reactancias para luego conseguir los valores de capacitancia e inductancia a la frecuencia de 100 MHz.

$$X_{L2} = \sqrt{R_S R_{int} - (R_S)^2} = 8,9042\Omega \quad (3.31)$$

Dado que existe una componente parásita en la impedancia de entrada del transistor, el diseño obtenido debe adaptarse para absorber la misma dentro de la red

de adaptación. Para esto se debe sumar el conjugado del elemento parásito a la reactancia de la red, entonces:

$$X_{L2} = (8,9042 + 11,07)\Omega = 19,9772\Omega \quad (3.32)$$

$$X_{C2} = \frac{R_{int}R_S}{X_{L2}} = 14,1125\Omega \quad (3.33)$$

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{2\pi f} = 31,7899\text{nH} \quad (3.34)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_{C2}} = 112,7713\text{pF} \quad (3.35)$$

**Tabla 3.1:** Valores de inductancia y capacitancia de la red de adaptación de entrada

Inductancia/Capacitancia	Valor
$L_1$	38.3999 nH
$C_1$	41.6201 pF
$L_2$	31.7899 nH
$C_2$	112.7713 pF

### 3.2.2.2. Red de Adaptación de Salida

Se encarga de adaptar la impedancia de salida del transistor MRF137 [  $Z_1 = (8,02 - 2,89i) \Omega @ 100\text{MHz}$ ] a la impedancia estándar para la salida de RF [  $Z_2 = (50 + 0i) \Omega @ 100\text{MHz}$ ].

Para acoplar ambas redes en cascada, se calculó una resistencia virtual que posee un valor intermedio entre las partes resistivas de  $Z_1$  y  $Z_2$ .

$$R_{int} = \sqrt{R_L * R_S} = \sqrt{(8,02) * (50)} = 20,0249\Omega \quad (3.36)$$

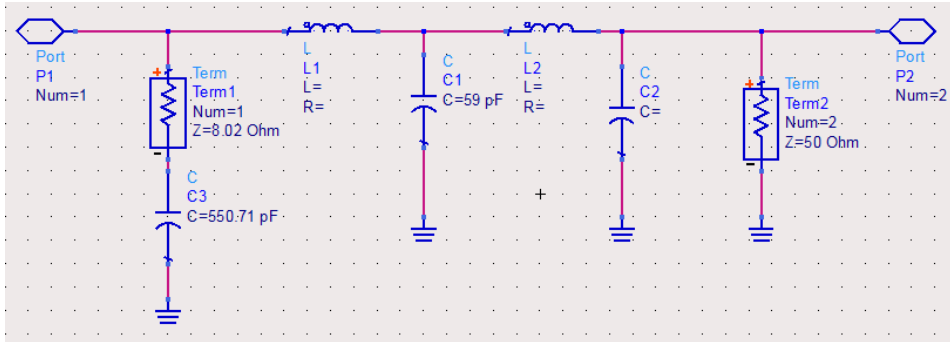


Figura 3.8: Diseño de la Red de Adaptación de Salida.

### ETAPA 1

Utilizando las ecuaciones (2.39) y (2.41) se calcularon las reactancias para luego conseguir los valores de capacitancia e inductancia a la frecuencia de 100 MHz:

$$X_{L1} = \sqrt{(R_{int}R_S) - (R_S)^2} = 9,8122\Omega \quad (3.37)$$

Dado que existe una componente parásita en la impedancia de salida del transistor, el diseño obtenido debe adaptarse para absorber la misma dentro de la red de adaptación. Para esto se debe sumar el conjugado del elemento parásito a la reactancia de la red, entonces:

$$X_{L1} = (9,8122 + 2,89)\Omega = 12,7022\Omega \quad (3.38)$$

$$X_{C1} = \frac{R_S R_{int}}{X_{L1}} = 16,3673\Omega \quad (3.39)$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{2\pi f} = 20,2161\text{nH} \quad (3.40)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{C1}} = 97,2392\text{pF} \quad (3.41)$$

## ETAPA 2

Nuevamente utilizando las ecuaciones (2.39) y (2.41) se calcularon las reactancias para luego conseguir los valores de capacitancia e inductancia a la frecuencia de 100 MHz:

$$X_{L2} = \sqrt{R_{int}R_L - (R_{int})^2} = 24,4999\Omega \quad (3.42)$$

$$X_{C2} = \frac{R_{int}R_L}{X_{L2}} = 40,8673\Omega \quad (3.43)$$

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{2\pi f} = 38,9938\text{nH} \quad (3.44)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_{C2}} = 38,9443\text{pF} \quad (3.45)$$

**Tabla 3.2:** Valores de inductancia y capacitancia de la red de adaptación de salida

Inductancia/Capacitancia	Valor
$L_1$	20.2161 nH
$C_1$	97.2392 pF
$L_2$	38.9938 nH
$C_2$	38.9433 pF

### 3.2.3. Diseño del Filtro

Un amplificador de potencia en RF debe estar seguido por un filtro [2], con el fin de reducir los armónicos a un nivel aceptable, ya que no solo se incrementa la potencia de salida, sino también todas las señales espúreas que acompañan a la misma. Por ese motivo, se le debe prestar más atención a la supresión de los armónicos.

Para este diseño se tomó la decisión de desarrollar un filtro pasa-bajo Chebyshev de séptimo orden con 0.5 dB de ripple, ya que con esta configuración se logra atenuar el segundo armónico de la señal modulada a un nivel de potencia despreciable.

Los valores de capacitancia e inductancia que posee el filtro se calcularon mediante las siguientes ecuaciones, las cuales se obtienen a partir de (2.51) y (2.52).

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R} \quad (3.46)$$

$$L = \frac{L_n R}{2\pi f_c} \quad (3.47)$$

Donde:

$f_c$ : Frecuencia de corte.

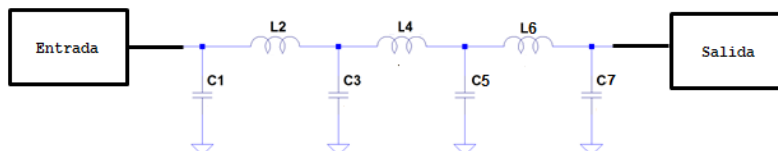
$R$ : Impedancia característica.

$C_n$  y  $L_n$  se obtienen de la siguiente tabla:

**Tabla 3.3:** Valores normalizados del filtro pasa-bajo chebyshev

n	C1	L2	C3	L4	C5	L6	C7
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372

La tabla 3.1 muestra los valores de capacitancia e inductancia normalizados de un filtro chebyshev de 7mo orden con 0.5 dB de ripple en la banda pasante y  $R_0 = R_L = 1$



**Figura 3.9:** Diseño del filtro implementado.

Donde sus valores de capacitancia e inductancia se muestran en la siguiente tabla:

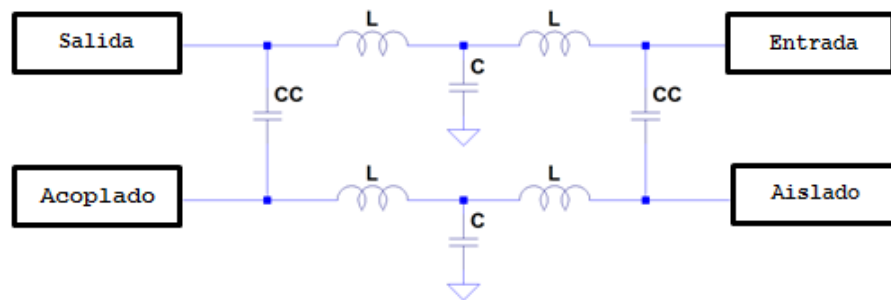
**Tabla 3.4:** Valores de capacitancia e inductancia del filtro implementado

n	C1	L2	C3	L4	C5	L6	C7
7	56 pF	91 nH	82 pF	97 nH	82 pF	91 nH	56 pF

### 3.2.4. Diseño del Acoplador Direccional

Debido a la banda frecuencial de operación del sistema, ya que la misma es inferior a la gama de VHF, se generan grandes longitudes físicas, para no topar con este hecho, los acopladores direccionales de elementos concentrados son los más ideales de implementar en este rango de frecuencia.

La técnica de diseño de los acopladores direccionales de elementos concentrados, puede garantizar un factor de acoplamiento de -20 dB y solo se necesita sustituir cada línea de transmisión por una red LC, tal como se muestra en la figura:



**Figura 3.10:** Acoplador direccional con elementos concentrados.

Donde el valor de los componentes viene dado por las siguientes ecuaciones [18], con un factor de acoplamiento (CF) menor a -15 dB, una impedancia característica de 50 ohm y una frecuencia de 100 MHz:

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f} = 79,5774\text{nH} \tag{3.48}$$

$$C = \frac{1}{Z_0 2\pi f} = 31,8309\text{pF} \quad (3.49)$$

$$C_c \approx \frac{10^{\frac{CF}{20}}}{Z_0 \times 2\pi f} \approx 5,6604\text{pF} \quad (3.50)$$

### 3.2.5. Esquemático de la tarjeta de potencia de RF.

Para el diseño de la tarjeta del módulo amplificador de potencia se utilizó la versión estudiantil de EAGLE, un programa de diseño de diagrama circuital y PCB's con auto enrutador eficiente, fácil de utilizar, contiene una biblioteca de componentes electrónicos muy extensa, en la cual se pudieron encontrar todos los elementos a implementar.

## 3.3. Construcción

Una vez culminados los diseños de cada etapa, se pudieron conocer y obtener los componentes requeridos y elementos externos necesarios para su implementación.

La técnica utilizada para la elaboración del circuito impreso fue un método casero, el cual consiste en imprimir (utilizando impresora a laser) el circuito a implementar sobre papel glasé de 100gr y luego planchar durante 30 minutos dicha impresión sobre la baquelita para transferir la tinta a la misma. Luego se sumerge la baquelita en agua para remover el papel glasé y posteriormente en ácido férrico para eliminar el cobre que no se desea. Finalmente se limpia con tiner para eliminar la tinta.

Para incorporar todos los componentes del módulo de potencia, se hicieron soldaduras superficiales, debido a que el circuito fué ensamblado en un disipador de calor para prevenir que la temperatura de unión máxima no se supere bajo condiciones máximas de disipación esperada y temperatura ambiente.



Para la selección del disipador se calculó la resistencia térmica juntura-ambiente aplicando la ecuación (2.35).

Los parámetros de esta ecuación están señalados en la hoja de especificaciones del transistor MRF137, donde la  $T_j = 200\text{ }^\circ\text{C}$ , pero como no se recomienda trabajar en el umbral máximo, se estableció  $T_j = 175\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_t(jc) = 1.75\text{ }^\circ\text{C/W}$ ,  $R_t(cd) = 1\text{ }^\circ\text{C/W}$  y sabiendo que el dispositivo tiene una eficiencia del 60%, la potencia disipada es 12.6 W, entonces:

$$R_t(da) = 11,1[\text{C/W}] \quad (3.51)$$

### 3.4. Caracterización

Una vez construido el módulo amplificador de potencia se procedió a realizarle una serie de pruebas tales como: supresión de armónicos, rango de potencia de salida y respuesta en frecuencia[19]. Para ello se utilizaron los siguientes equipos:

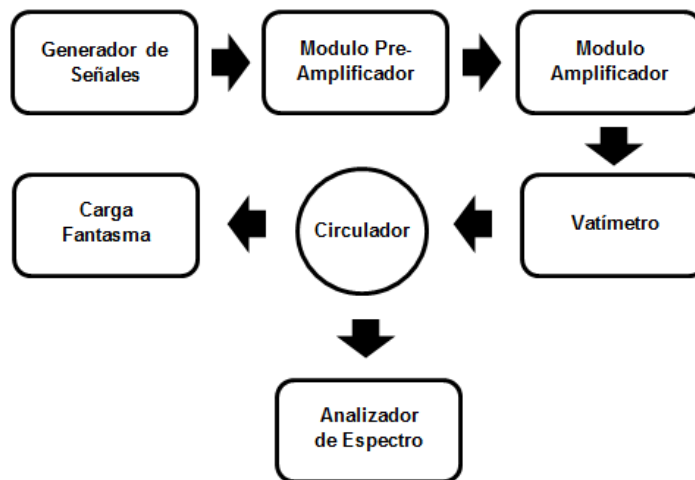
- Generador de Señales HP 8657A
- Vatímetro direccional Bird Electronic Corporation modelo 4412.
- Carga Fantasma Microwave Devices Inc modelo 636N de  $50\Omega$  y 600 Watts.
- Monitor de Servicio HP 8920A
- Circulador Bird Electronic Corporation modelo 4275, 20MHz-1GHz, acoplamiento de -54 dB.

Para poder polarizar el MOSFET, de tal manera de que el mismo opere en la región de corte, se tuvo que diseñar una fuente de alimentación nueva, con el fin de añadir al circuito una tercera salida de tensión positiva variable de [0 - 28] V, destinada exclusivamente a energizar el nuevo módulo de potencia; también se construyó un módulo anexo al circuito principal, para la generación de la salida de

12 Vdc haciendo uso del regulador de voltaje positivo L7812CB, ya que esta tensión de salida originalmente estaba diseñada para obtenerse mediante un diodo Zener, pero que al momento de la implementación, el mismo presentaba sobrecalentamiento y causaba inestabilidad en la salida (Apéndice B).

Las otras salidas de voltajes positivo variable restante, están dirigidas al módulo de potencia original, ya que fue reparado para ser implementado como driver del módulo amplificador principal, puesto que la potencia de salida del módulo sintetizador, es muy baja para alcanzar a los niveles requeridos. Para la recuperación del mismo, se reemplazó el transistor MRF134 por otro igual, se reforzaron algunas soldaduras y se ajustaron algunos valores de capacitancia, para mejorar el acople de la señal.

El esquema de conexión implementado para la realización de las diversas evaluaciones al amplificador se muestra a continuación [19]:



**Figura 3.11:** Esquema de montaje para caracterización del módulo de potencia.

Para evaluar el rango de potencia de salida del amplificador, se procedió a incrementar el voltaje de polarización (VDD) del mismo, variando desde 1V hasta 23V, para así conocer el dominio de potencia de salida que el módulo puede generar, estableciendo un rango de (1-22)W a la frecuencia de 104,5 MHz.

Para examinar la respuesta en frecuencia se observó como variaba la potencia de salida con respecto a cada una de las frecuencias pertenecientes a la banda FM y en el caso de la medición de supresión de armónicos fue necesario incorporar un circulador, debido a que el monitor de servicio se protege de señales de alta intensidad, estableciendo que el nivel máximo de potencia de la señal inyectada tiene que ser menor a 200 mW. Con el circulador se tomó una pequeña muestra de la señal aceptable para introducirse al equipo y realizar el estudio correspondiente.



## Capítulo IV

# Análisis, interpretación y presentación de los resultados

### 4.1. Simulaciones de cada etapa que conforma al módulo amplificador de potencia

Para la realización de estas simulaciones se utilizó el programa Advanced Design System 2009, conocido como ADS 2009 [20]. Los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas a cada una de las etapas que conforman al amplificador se muestran a continuación:

### 4.1.1. Simulación de la red de adaptación de entrada.

En la figura 4.1 se muestra el esquema del montaje de la red de adaptación de entrada.

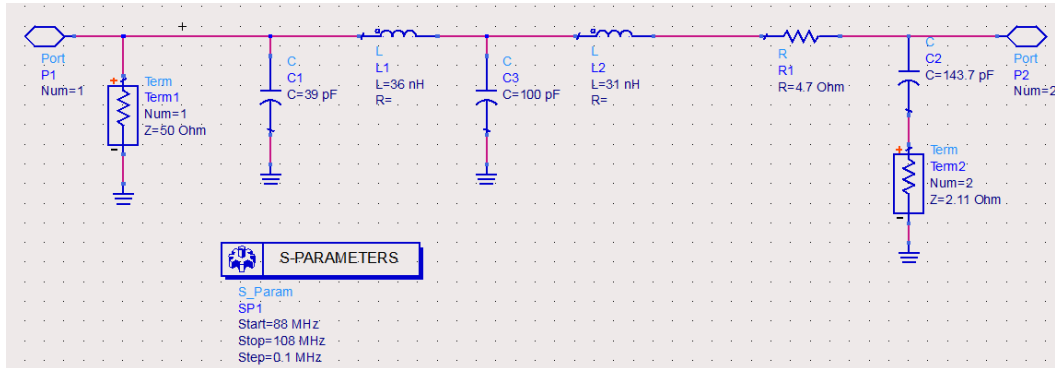


Figura 4.1: Esquema del montaje de la red de adaptación de entrada.

Para que el dispositivo este adaptado debe cumplirse  $Z_{in} = Z_{out}$ , tal que el coeficiente de reflexión sea ( $\Gamma = 0$ ) y en dB ( $\Gamma = -\infty$ ). Estos valores son ideales, sin embargo, se puede considerar que un dispositivo se encuentra adaptado cuando el coeficiente de reflexión esta por debajo de ( $\Gamma = -11$  dB) [21].

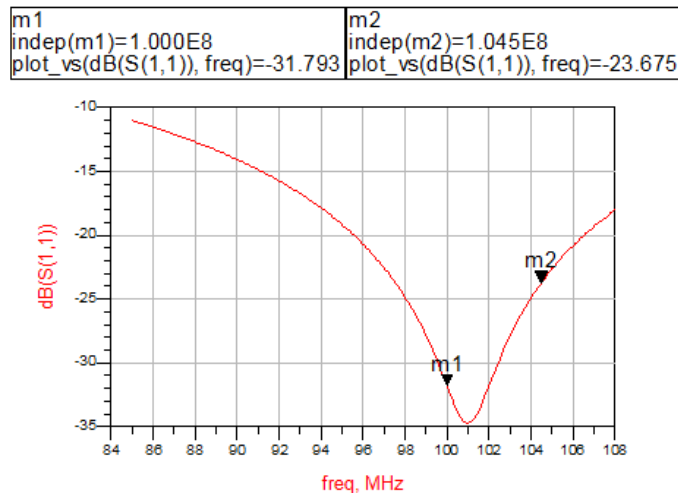
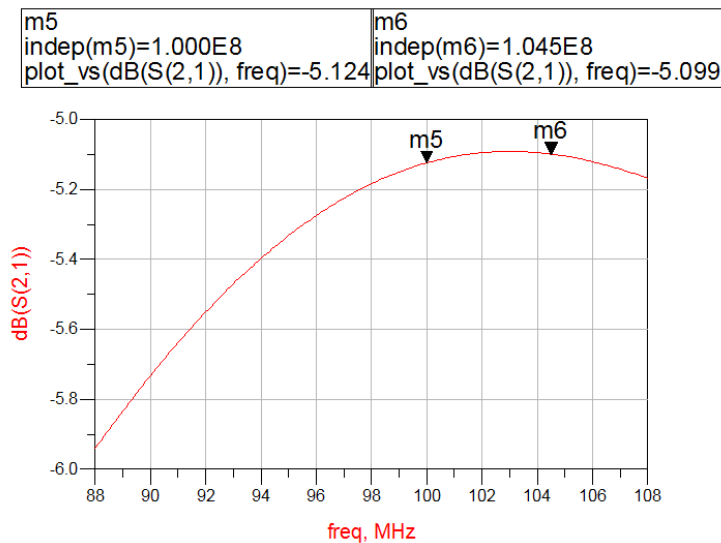


Figura 4.2: Parámetro  $S_{11}$ : Coeficiente de reflexión en el puerto de entrada del amplificador

En la figura 4.2 se puede observar que el valor del coeficiente de reflexión en el puerto de entrada del amplificador para la frecuencia de diseño (100 MHz) es -31.793 dB y para la frecuencia de operación (104.5 MHz) es -23.675 dB, ambos valores cumplen con la condición de adaptación.

El parámetro de reflexión cumplen la condición de adaptación, con lo cual se garantiza una buena transferencia de potencia desde la entrada hacia la compuerta del transistor.



**Figura 4.3:** Parámetro  $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión desde el puerto de entrada del amplificador hacia la entrada del transistor

En la figura 4.3 se muestra la relación de potencia que llega a la compuerta del transistor con respecto a la que entra, se puede notar que aproximadamente un 50 % de esta potencia logra pasar, la otra mitad se disipa en la resistencia de  $4,7\Omega$ . Éste fue el costo de adicionar una resistencia al final de la red, sin embargo, con ella se garantiza menor desadaptación en la banda pasante.

#### 4.1.2. Simulación de la red de Adaptación de salida.

En la figura 4.4 se muestra el esquema del montaje de la red de adaptación de salida.

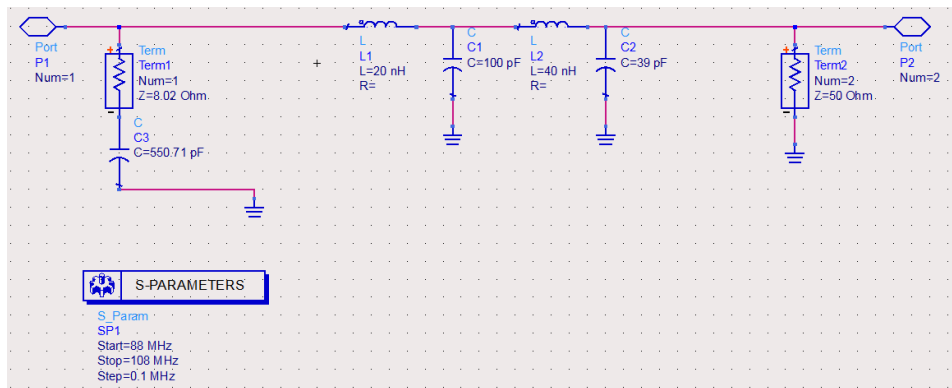


Figura 4.4: Esquema del montaje de la red de adaptación de salida.

m3	m4
indep(m3)=1.000E8	indep(m4)=1.045E8
plot_vs(dB(S(2,2)), freq)=-41.970	plot_vs(dB(S(2,2)), freq)=-25.069

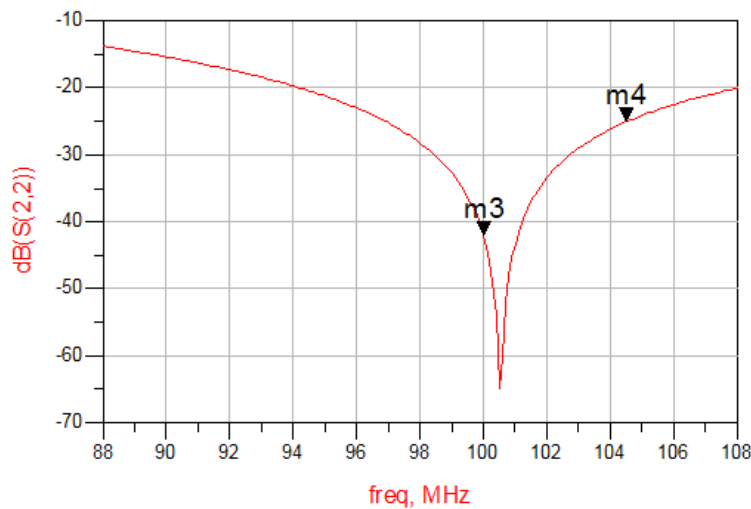
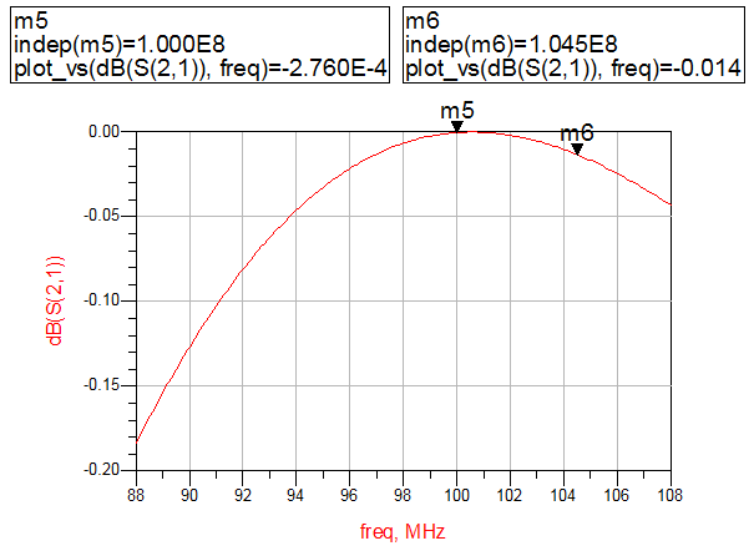


Figura 4.5: Parámetro  $S_{22}$ : Coeficiente de reflexión en la etapa del filtro

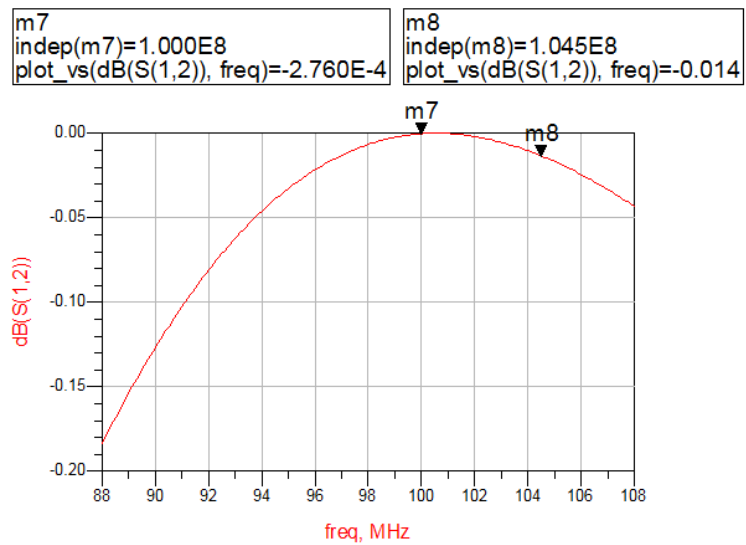
En la figura 4.5 se observan los valores del coeficiente de reflexión en la entrada del filtro para la frecuencia de diseño como para la frecuencia de trabajo, los cuales son: -41.97 dB y -25.069 dB respectivamente.

Al igual que en la red de adaptación de entrada, se observa nuevamente que el parámetro de reflexión cumple la condición de adaptación, con lo cual se garantiza una buena transferencia de potencia desde la salida del transistor hacia la etapa del filtro y viceversa.





**Figura 4.6:** Parámetro  $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión desde la salida del transistor hacia la entrada del filtro



**Figura 4.7:** Parámetro  $S_{12}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del filtro hacia la salida del transistor

En las figuras 4.6 y 4.7 se observa que la mayor parte de la potencia logra transferirse desde la salida del transistor hacia la etapa del filtro y viceversa, esto se debe a que existe máxima transferencia de potencia entre ambas etapas y en este caso no hay presente una resistencia en donde se disipe potencia.

### 4.1.3. Simulación del Filtro Pasa-Bajo.

En la figura 4.8 se muestra el esquema del montaje del filtro pasa bajo implementado.

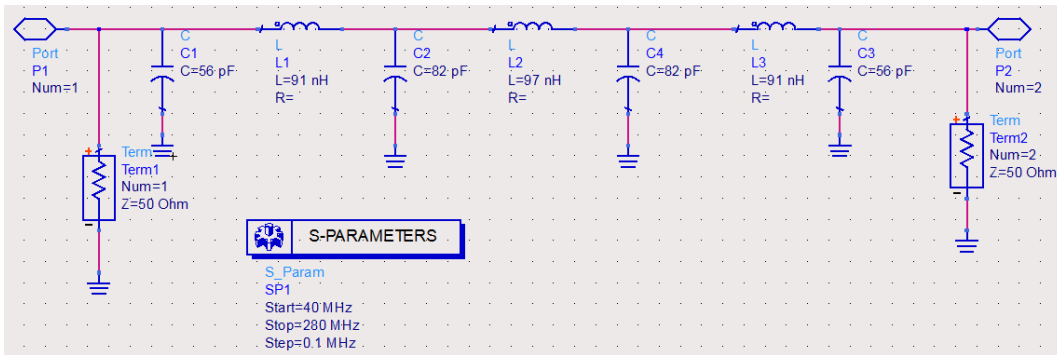


Figura 4.8: Esquema del montaje del filtro pasa bajo.

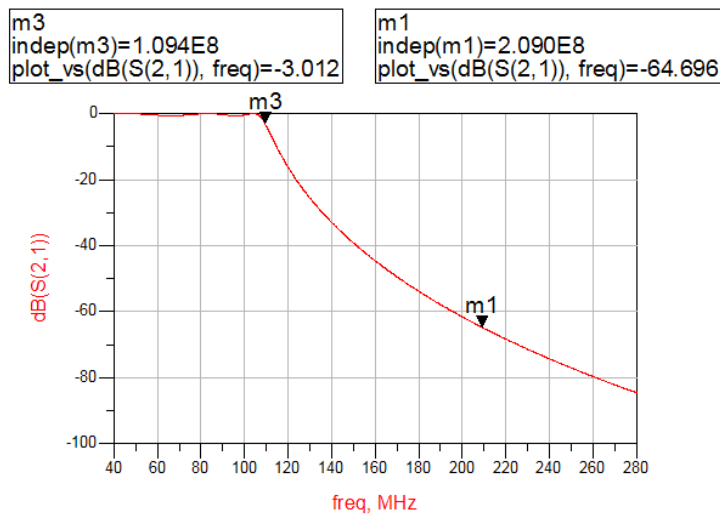


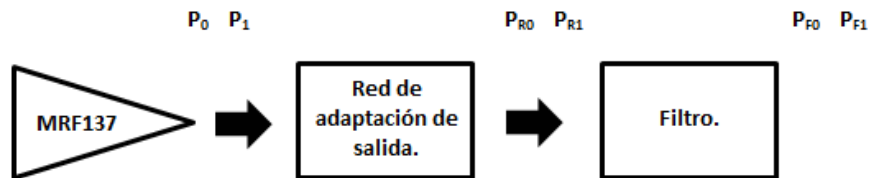
Figura 4.9: Función de transferencia del filtro pasa bajo.

Puede observarse en la figura 4.9 que la frecuencia de corte del filtro se encuentra a 109 MHz, ya que es allí en donde el nivel de atenuación es de -3 dB, esto indica que todo el rango de FM se encuentra dentro de la banda de paso. Por otro lado se tiene que el valor de la atenuación del primer armónico de 104,5 MHz es -64.696 dB.

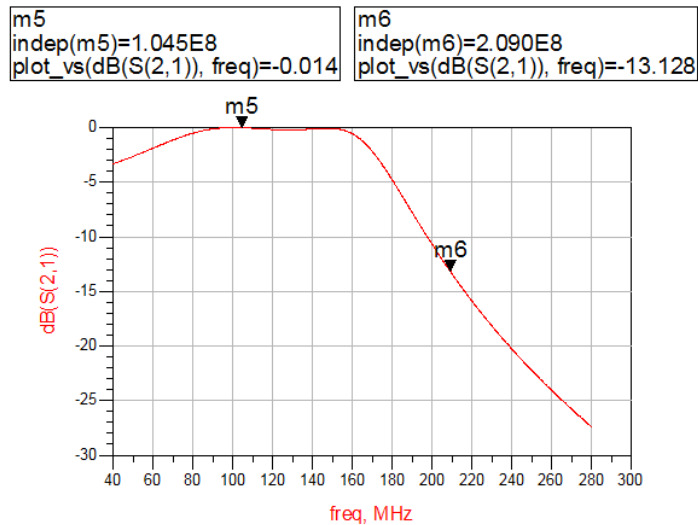
El nivel de atenuación de las emisiones no esenciales según la recomendación UIT-R SM.329-10[22] deber ser  $46 + 10\text{Log}(P)$ , siendo  $P$  el nivel de potencia de la señal portadora, o 70 dBc, la menos restrictiva entre ambas. Entonces:

$$46 + 10\text{Log}(30) = 54,77\text{dB} \tag{4.1}$$

Se decidió establecer como 55 dB el valor de atenuación requerido para garantizar que los armónicos no interfieran las transmisiones que se encuentren en esas frecuencias, puesto que es el valor de atenuación menos restrictivo. El valor obtenido con el diseño del filtro fue -64.696 dB.



**Figura 4.10:** Etapas atenuantes que atraviesa la señal otorgada por el transistor MRF137.



**Figura 4.11:** Parámetro  $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión de la red de adaptación de salida.

Puesto que las redes de adaptaciones también son filtros pasa bajo, se obtuvo una disminución previa del primer armónico de la portadora 104,5 MHz de 13.128 dB al momento en que la señal atraviesa la red de adaptación de salida, ver figuras 4.10 y 4.11:

$$P_{FO} \approx P_{RO} \approx P_O \quad (4.2)$$

$$P_{F1} = P_1 \text{ dB} - 13,128 \text{ dB} - 64,696 \text{ dB} = P_1 \text{ dB} - 77,824 \text{ dB} \quad (4.3)$$

Por ende, el valor resultante de atenuación conseguido a la frecuencia de trabajo fue de 77.824 dB, cumpliéndose lo establecido en la recomendación.

#### 4.1.4. Simulación del Acoplador Direccional.

En la figura 4.12 se muestra el esquema del montaje del Acoplador Direccional implementado.

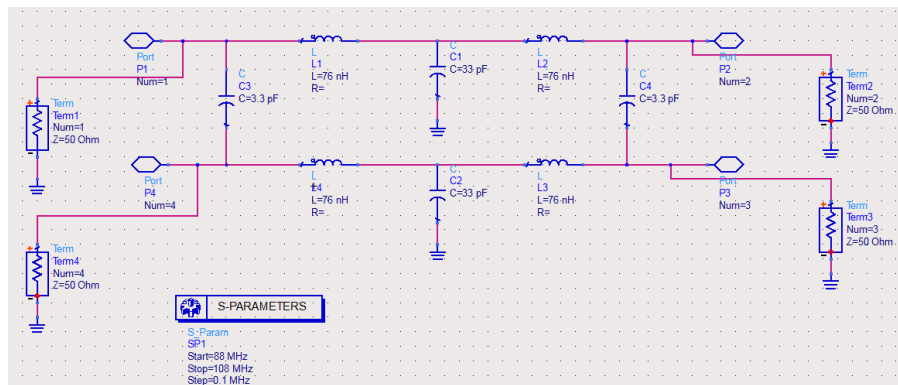


Figura 4.12: Esquema del montaje del acoplador direccional.

En la figura 4.13 se nota un coeficiente de reflexión cuyo valor es -31.487 dB para la frecuencia de diseño y -23.987 dB para la frecuencia de operación, de forma que se cumple con la condición de adaptación, dando lugar, a que la potencia logre fluir

hacia la salida del amplificador como lo muestra el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  de la figura 4.14.

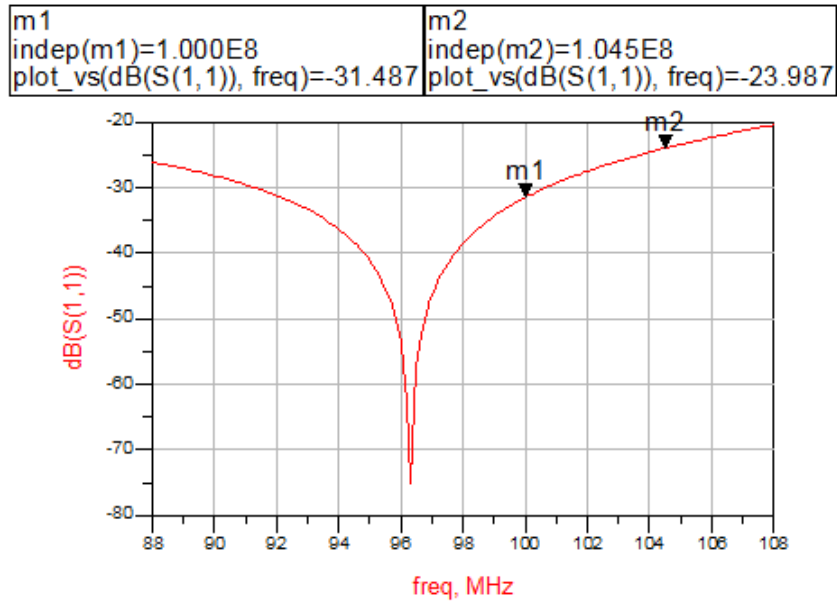


Figura 4.13: Parámetro  $S_{11}$ : Coeficiente de reflexión en la entrada del acoplador

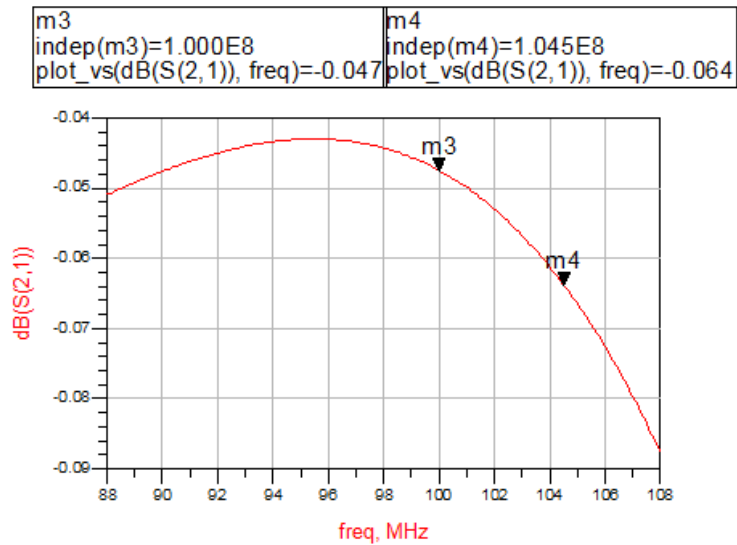
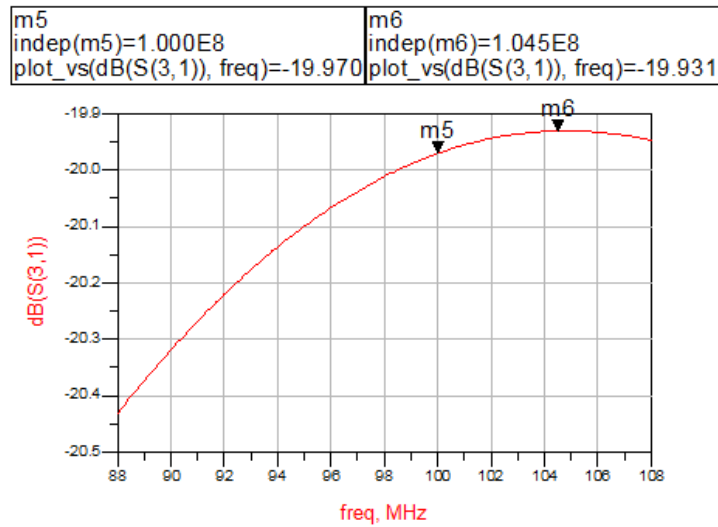
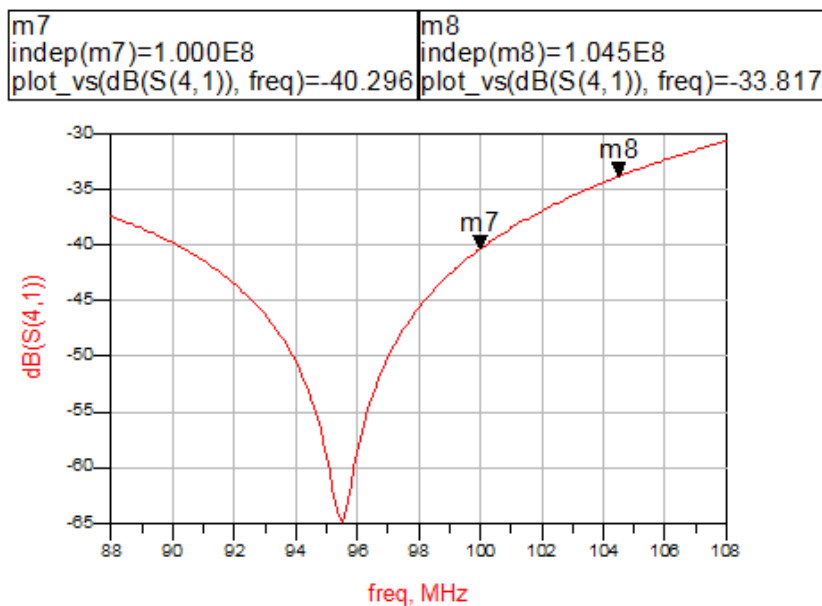


Figura 4.14: Parámetro  $S_{21}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del acoplador hacia la salida



**Figura 4.15:** Parámetro  $S_{31}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del acoplador hacia el puerto acoplado

La figura 4.15 muestra la señal que se genera en el puerto acoplado, sus valores son bajos, puesto que sólo es una pequeña muestra de la señal en la entrada al acoplador.



**Figura 4.16:** Parámetro  $S_{41}$ : Coeficiente de transmisión desde la entrada del acoplador hacia el puerto aislado

Y por último, la gráfica 4.16 muestra la relación de potencia que llega al puerto aislado con respecto al puerto de entrada, la cual teóricamente debería ser cero. Como estos acopladores son recíprocos y simétricos, se tiene que no es necesario calcular más parámetros de dispersión.

Utilizando las ecuaciones (2.73), (2.74) y (2.75) y llevando los parámetros de transmisión de las figuras 4.14, 4.15 y 4.16 a magnitud se tiene que:

$$C_{(100\text{MHz})} = -20 \log(\beta) = -20 \text{ dB} \quad (4.4)$$

$$D_{(100\text{MHz})} = 20 \log\left(\frac{\beta}{|S_{34}|}\right) (\text{dB}) = 20 \text{ dB} \quad (4.5)$$

$$I_{(100\text{MHz})} = -20 \log(|S_{14}|) (\text{dB}) = 40 \text{ dB}. \quad (4.6)$$

## 4.2. Resultados de la Caracterización.

Para la caracterización del nuevo módulo de potencia, se utilizó el generador de señales HP, para recrear la misma señal modulada que genera el transmisor FM, la cual tiene las siguientes características:

- Modulación: 75 %.
- Potencia de salida: 12 dBm.
- Frecuencia de portadora: 104,5 MHz.

Para la apreciación de la magnitud de potencia de salida del módulo amplificador, se le insertó al vatímetro una pastilla con las siguientes especificaciones:

- Rango de frecuencia: 50-200 MHz.

- Factor=10.
- Potencia máxima: 1 kW.

Para la interpretación de las lecturas tomadas con el vatímetro, se posicionó la perilla en la escala de 3, multiplicado por el factor de la pastilla, da un rango de medición de [0-30] W.

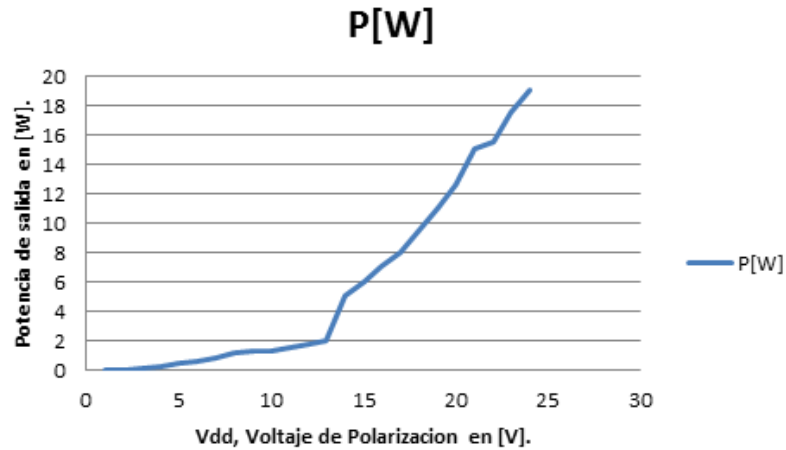
A continuación se muestran las mediciones obtenidas de las pruebas realizadas a la nueva etapa de potencia:



**Figura 4.17:** Potencia máxima de salida a 104,5 MHz: 20 W.

En la figura 4.17 se muestra la cantidad de potencia máxima obtenida en el puerto de salida del módulo amplificador de potencia. Se obtuvo una potencia de 20W para la frecuencia de trabajo 104.5 MHz, notándose una diferencia de 10W entre el valor conseguido y el que esperó obtenerse.

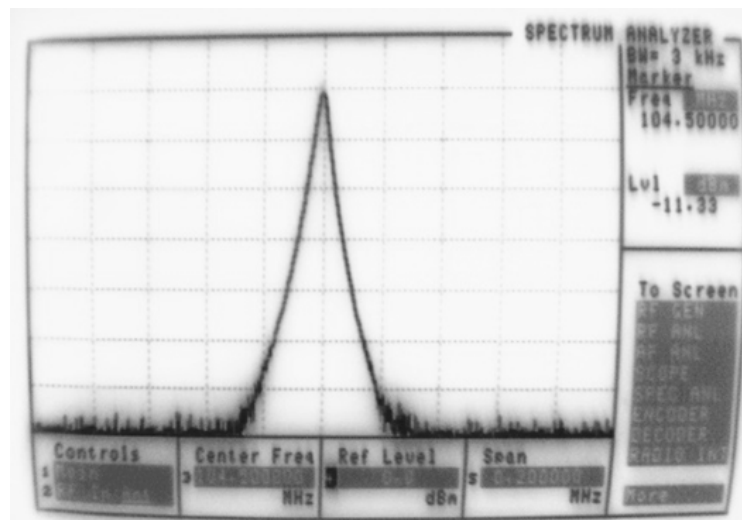




**Figura 4.18:** Potencia de salida del módulo amplificador en función del voltaje suministrado

En la figura 4.18 se puede apreciar cómo se reduce la potencia de salida a medida que va disminuyendo el voltaje de polarización.

Las siguientes imágenes son una muestra de la señal de salida, tomada con el circulator cuyo valor de acoplamiento es -54 dB.



**Figura 4.19:** Potencia de la muestra de la señal portadora 104,5 MHz tomada por el circulator: -11.33 dBm.

En la Figura 4.19, se puede observar una muestra de la potencia de la portadora RF medida a la frecuencia de operación de la estación FMUC 104,5 MHz, cuya energía fue disipada sobre una carga fantasma resistiva de 50 Ω.

Utilizando la ecuación (2.73) se obtiene el valor de la potencia de la portadora 104,5 MHz:

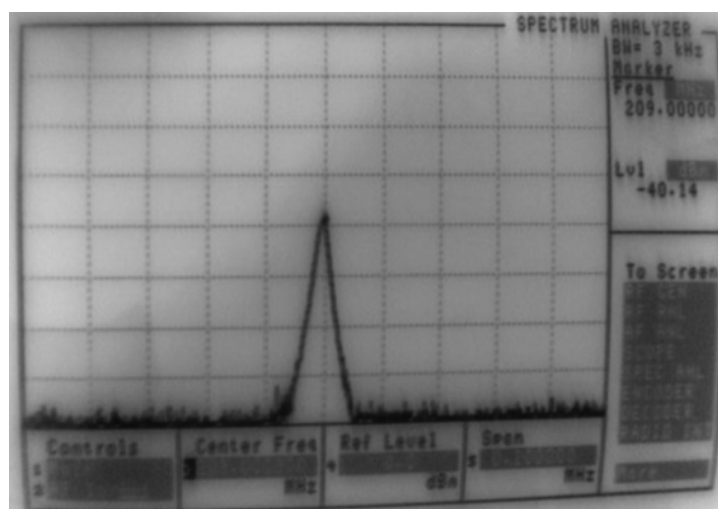
$$P_{\text{PORTADORA}} = 18,5\text{W} \quad (4.7)$$

Para calcular la eficiencia del drenaje se utilizó el valor de la potencia de la portadora 104,5 MHz, obtenido a partir de la muestra tomada por el circulator, y con apoyo en la ecuación (2.23) se obtuvo:

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_I} = \frac{18,5\text{W}}{(1,4\text{A} \times 27,5\text{V})\text{W}} = 48,1\% \quad (4.8)$$

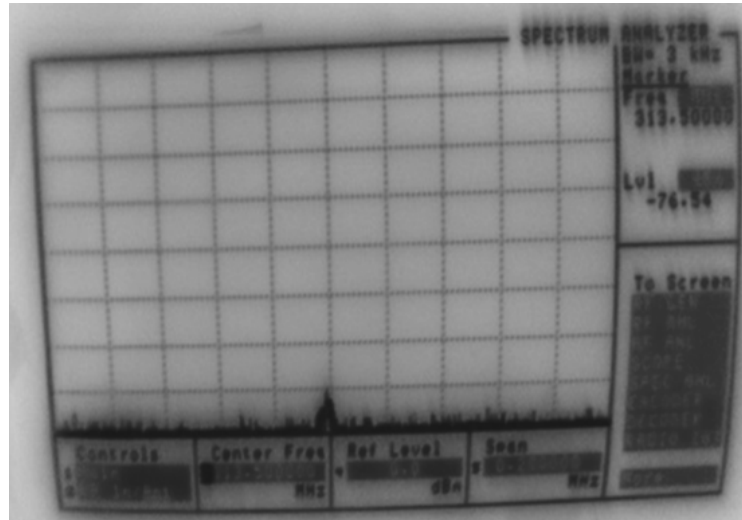
Donde 1.4A y 27.5V son los valores de corriente y voltaje de alimentación otorgados por la fuente.

Puede verse en las figuras 4.20 y 4.21 el valor correspondiente a los niveles de potencia de las muestras de las señales del primer y segundo armónico de la portadora 104,5 MHz tomadas por el circulator, las cuales fueron de -40.14 dBm y -76.54 dBm respectivamente. Se puede observar que el primer armónico presenta una atenuación de 28.81 dB con respecto a la portadora y el segundo de 65.21 dB.



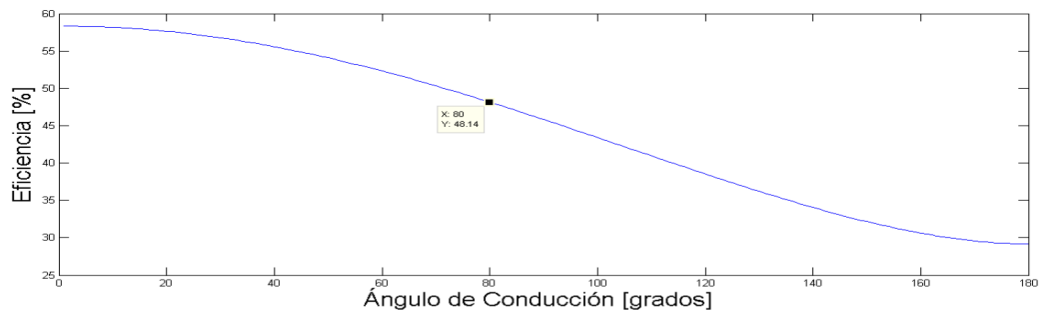
**Figura 4.20:** Potencia de la muestra del primer armónico de 104,5 MHz: -40.14 dBm.

Esto indica que el filtro implementado no está cumpliendo con la atenuación establecida por la norma puesto que el valor presente en el primer armónico debió ser por lo mínimo de 55 dB (ver ecuación 4.1)



**Figura 4.21:** Potencia de la muestra del segundo armónico de 104,5 MHz: -76.54 dBm.

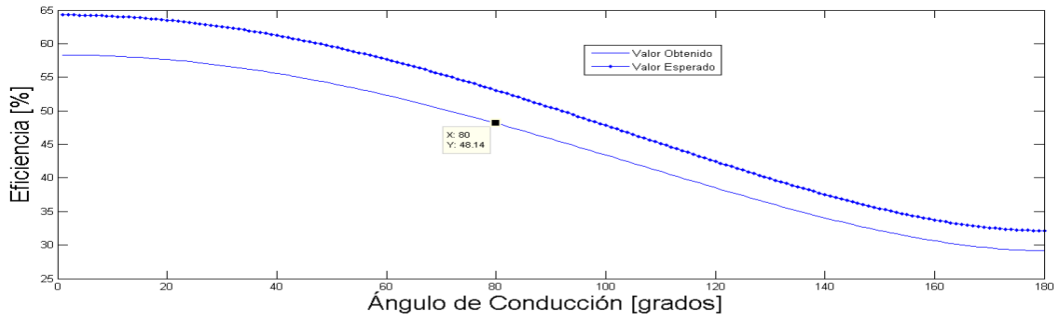
Para calcular el valor del ángulo de conducción se procedió a simular la ecuación (2.23) obteniéndose:



**Figura 4.22:** Eficiencia del Drenaje vs Ángulo de Conducción cuando  $V_{DD} = 27,5V$ .  $\eta_D = 48,1\%$  y  $\theta = 80^\circ$

En la figura 4.22 se detalla la forma en que cambia la eficiencia del drenaje en función del ángulo de conducción, se obtuvo un ángulo de  $\theta = 80^\circ$  para una eficiencia de  $\eta_D = 48,1\%$ .

Comparando la figura 3.2 con la 4.22 se obtiene la diferencia existente entre el valor de la eficiencia de drenaje que se esperaba obtener y el obtenido:



**Figura 4.23:** Comparación entre Valores Esperados y Obtenidos de la Eficiencia del Drenaje vs Ángulo de Conducción

En la figura 4.23 se observa que se obtuvo un 11.9% menos de la eficiencia esperada, debido a esta diferencia, el ángulo de conducción difiere 33° con respecto al diseñado, puesto que como lo muestra la figura (2.9) a medida que disminuye la eficiencia el ángulo de conducción crece.

El hecho de que el filtro una vez implementado no lograra alcanzar los niveles de atenuación establecidos en la recomendación ITU, hace que la potencia de salida difiera de los parámetros de diseño, por ende, se obtuvieron modificaciones en la eficiencia del drenaje y el ángulo de conducción, cuyas discrepancias en sus resultados es debido al comportamiento de los inductores al operar en alta frecuencia.

El modelo real de un inductor tiene asociado una resistencia que es propia del conductor y una capacitancia, que es la capacidad entre cada espira de la bobina. A medida que la frecuencia aumenta, la resistencia se va haciendo más considerable, causando que la bobina comience a disipar potencia, este es el resultado del efecto piel.

El efecto piel se debe a la tendencia de los electrones al viajar cerca de la superficie exterior de un conductor, en vez de hacerlo por toda su sección, con lo que de hecho disminuye la región efectiva por la que circulan estos electrones aumentando la resistencia del conductor. A mayores frecuencias, el efecto piel es más pronunciado. Este fenómeno es perjudicial ya que se obtienen pérdidas en las bobinas debido a la disipación de potencia en la resistencia de las mismas[23].

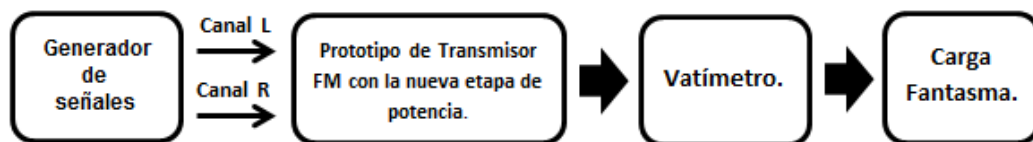
Adicionalmente la presencia de los elementos parásitos en el inductor modifica a la reactancia del mismo, ocasionando desplazamiento en frecuencia en los resultados de las etapas del amplificador de potencia.

### 4.3. Resultados de la prueba de desempeño del prototipo transmisor de FM, con la nueva etapa de potencia.

Una vez terminada la etapa de caracterización del módulo de potencia, se incorporaron todos los módulos del transmisor de FM en un nuevo chasis, el cual era más robusto y adecuado, al que inicialmente estaba instalado.

Para las pruebas de funcionamiento del transmisor FM, se inyectó como información a modular un tono de 1 KHz, ya que por ser una señal senoidal, su representaciones en el espectro y en el tiempo están perfectamente establecidas, lo cual hace más sencillo de comprobar el buen funcionamiento del equipo, también se efectuaron evaluaciones transmitiendo música de diferentes géneros, con el propósito de observar la modulación generada.

Toda la información inyectada en los puertos correspondientes de los canales L y R, provenía del generador de señales HP 8657A. Para la realización de las evaluaciones de desempeño se implementó el siguiente diagrama de bloque.



**Figura 4.24:** Diagrama de bloque para la realización de las pruebas de desempeño del transmisor FM con el nuevo módulo de potencia.

A continuación se muestran los resultados obtenidos de la activación del prototipo de transmisor FM con el nuevo módulo de potencia.

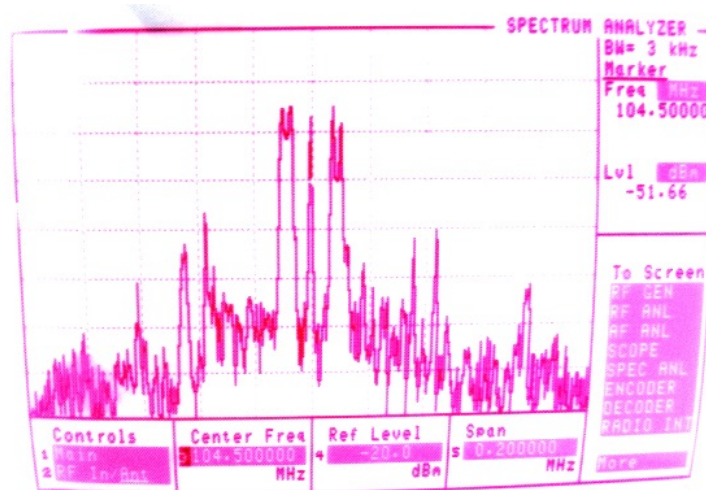


Figura 4.25: Potencia máxima de salida a 104,5 MHz: 14 W.

En la figura 4.25 se puede apreciar una discrepancia de la potencia máxima de salida, en comparación con los resultados obtenidos con la implementación del generador de señales. Este hecho se atribuye a que el módulo sintetizador no está entregando los 12 dBm que se indican en las especificaciones técnicas del diseño del transmisor experimental de FM.

A este incidente se le puede sumar, que la recuperación del módulo de potencia original para ser utilizado como driver de la nueva etapa diseñada, generó un desplazamiento en la impedancia de entrada de dicho módulo, causando una caída de potencia en la señal de salida.

En la figura 4.26 se muestra el comportamiento espectral de la señal modulada a una frecuencia de 104,5 MHz disipada en una carga de  $50\Omega$  para un tono senoidal de 1 kHz.



**Figura 4.26:** Medición espectral de la señal modulada a una frecuencia de 104,5 MHz





## Capítulo V

# Conclusiones y recomendaciones

### 5.1. Conclusiones

- Dado que la red de adaptación de entrada del módulo amplificador posee una resistencia, se disipa en ésta la mitad de la potencia de entrada. Aunque no es el deber ser, en este caso dicha disipación garantiza que en la entrada del transistor solo lleguen niveles de potencia menores a 3.5W, puesto que la potencia máxima de salida del driver que lo antecede es 7W, logrando de esta forma proteger al transistor ya que la potencia máxima permitida en su entrada es 4W.
- Debido a que el módulo sintetizador no entrega la señal modulada con la potencia indicada en las especificaciones técnicas de diseño del transmisor FM, 12 dBm, no se pudo lograr que el equipo con la nueva etapa de potencia alcance amplificar los 20 W, que si se obtienen cuando la señal proviene del generador de señales HP, con las características antes mencionadas.
- El filtro pasa bajo diseñado cumple con la condición de atenuación expresada en la recomendación UIT-R SM.329-10 tanto para la frecuencia de diseño como para la frecuencia de trabajo, pero no lo hace para todo el rango de FM

comercial. Al momento de su implementación no se obtuvo el resultado esperado puesto que el valor de atenuación obtenido en el primer armónico de 104,5 MHz fue de 36.81 dB.

- Como el vatímetro no solo mide la potencia de la componente fundamental sino también la de todos sus armónicos, fue necesario el uso de un acoplador para tomar una muestra de la señal de salida y poder medirla en el analizador de espectro para obtener el valor de la potencia de la portadora 104,5 MHz.
- La etapa de potencia fue ensamblada en un disipador de calor, debido a que la misma genera una cantidad de potencia que el transistor por sí solo no puede disipar. Al dispositivo activo se le colocó pasta térmica para garantizar buena transferencia de calor hacia el disipador.

## 5.2. Recomendaciones

- Debido al escaso mercado de cables y conectores, se volvieron a utilizar los mismos que interconectan a cada uno de los módulos del transmisor de FM y algunos de ellos, su conexión se hizo directa. Así que se recomienda reemplazar las interconexiones que se encuentran de forma directa por uniones mediante conectores y los cables de interconexión originales, los cuales son muy rígidos, por otros que sean más maleables.
- Siempre utilizar un disipador al momento de iniciar cualquier tipo de prueba a módulos que incorporan transistores de alta potencia, para darle la protección y durabilidad al mismo, ya que por no haber tomado esta precaución, se tuvo la mala experiencia de quemar el primer transistor de potencia del prototipo en cuestión, debido que el dispositivo no posee una superficie lo bastante amplia para disipar el 60 % de la potencia que amplifica; esto generó que la junta del MOSFET superara la temperatura máxima que puede resistir, causando una ruptura de la unión PN y convirtiendo al transistor en un irreversible cortocircuito.

- Se construyó una nueva fuente de poder basada en el diseño original y se re-utilizaron algunos de sus componentes. En este nuevo esquema se le agregó otra salida de tensión variable, que va destinada a energizar el nuevo módulo de potencia y se construyó un pequeño módulo anexo para limitar una salida a 12V utilizando el regulador de voltaje L7812CB, que anteriormente se obtenía mediante el diodo zener D5 (Observe el Apéndice B), pero al implementar este método, la temperatura del componente se incrementaba rápidamente, causando una inestabilidad en la salida de tensión. A pesar que se logró un excelente resultado con la fuente de alimentación diseñada, ya que regula de forma estable todas las salidas de tensión necesarias para la energización de los otros módulos, Se recomienda realizar un PCB en el cual se incluya el regulador de voltaje positivo L7812CB, para la generación de la salida de 12V.
- Implementar un filtro de un orden superior que garantice que todos los armónicos de la banda FM se encuentren atenuados según lo establece la recomendación UIT-R SM.329-10.



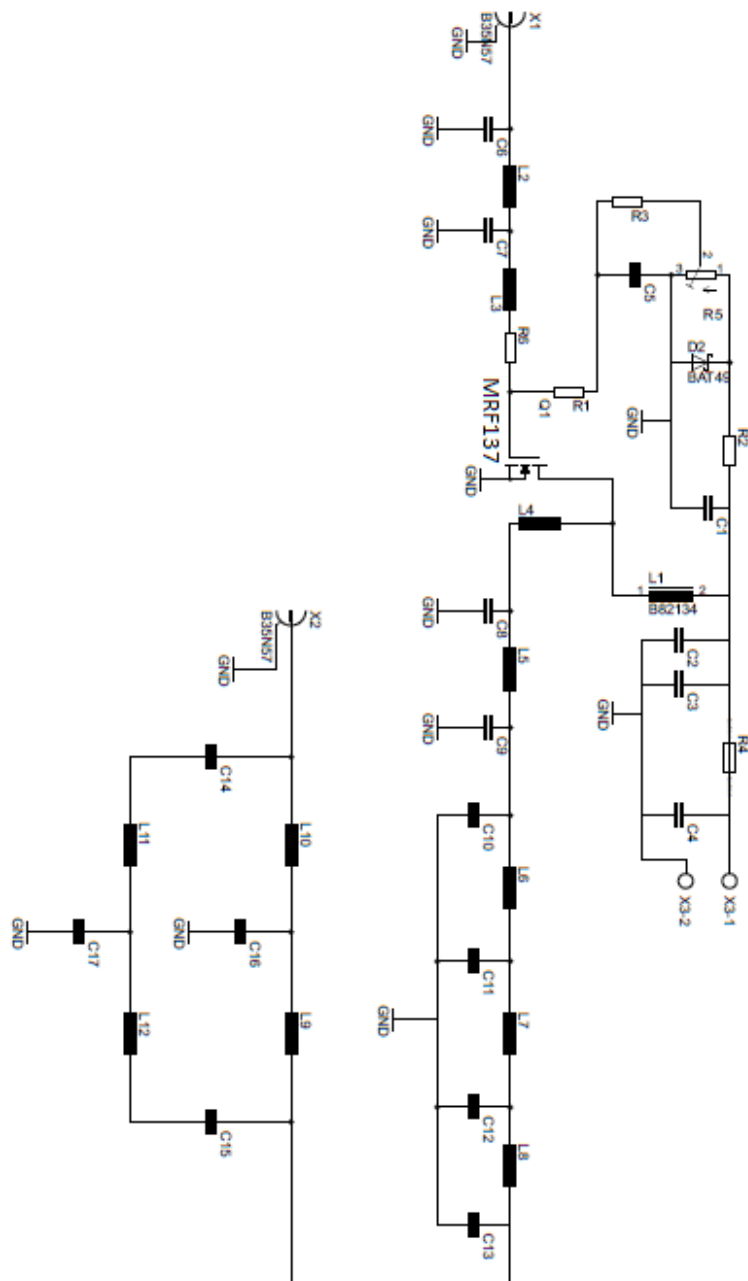
## Apéndice A

# Módulo amplificador de Potencia

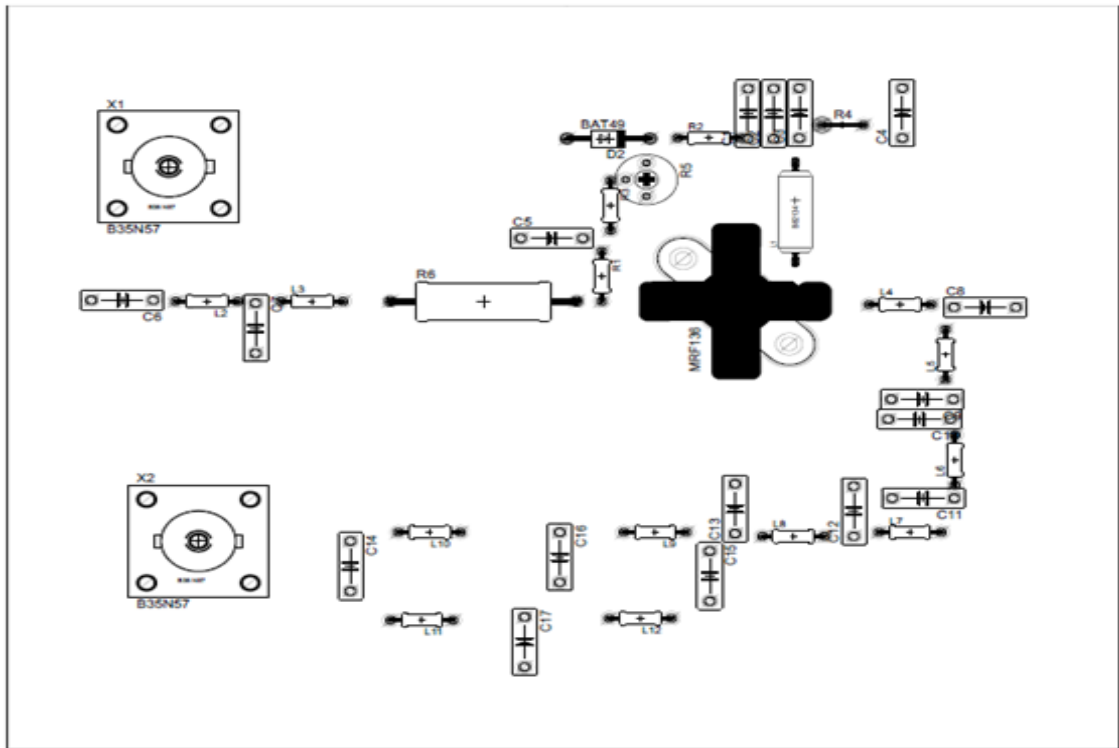
### Especificaciones:

Polarización	1V-28V
Potencia de entrada máxima	2W si VDD=28V 4W si VDD=13.5V
Conector de Entrada/Salida	N Hembra
Impedancia de Entrada/Salida	50Ω
Potencia de salida	0.5W-22W
Frecuencia de operación	88MHz-108MHz
Supresión de armónicos	34 dBm @ 104,5 MHz
Nivel de Potencia mínimo requerido	23 dBm

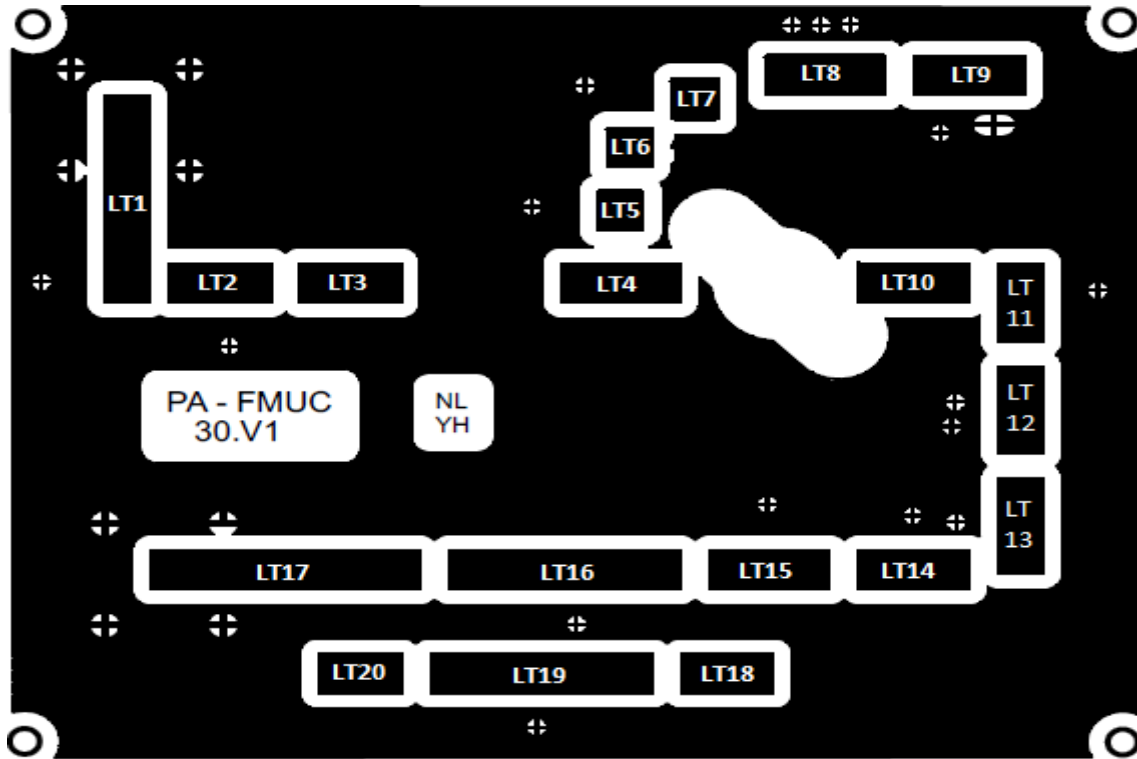
Esquemático:



Cara Superior. Escala 1:1.



Layout. Escala 1:1.



Especificaciones de las líneas de transmisión:

Línea de transmisión	Largo	Ancho
LT1	26 mm	5 mm
LT2=LT3=LT12	11 mm	5 mm
LT4=LT8=LT15	13 mm	5 mm
LT5=LT6=LT7	5 mm	5 mm
LT9=LT10=LT13=LT14	12 mm	5 mm
LT11	10 mm	5 mm
LT16	25 mm	5 mm
LT17	29 mm	5 mm
LT18	10 mm	5 mm
LT19	24 mm	5 mm
LT20	9 mm	5 mm



**Componentes:**

Ítem	Descripción	Identificador	Valor nominal
1	Red de Polarización	R1	10k $\Omega$ @ 1/2W
		R2	1.8k $\Omega$ @ 1/2W
		R3	10k $\Omega$ @ 1/4W
		R4	VK-200
		R5	trimer 10k $\Omega$
		L1	bobina de desacoplo
		C1	100 $\mu$ F
		C2	0.1 $\mu$ F
		C3	680 pF
		C4	680 pF
		C5	0.01 $\mu$ F
		D1	Diodo zener de 11V
2	Red de Adaptación A	L2	36nH
		L3	31nH
		C6	39pF
		C7	100pF
		R5	4.7 $\Omega$ @ 5W
3	Red de Adaptación B	L4	20nH
		L5	40nH
		C8	100pF
		C9	39pF
4	Filtro	C10	56pF
		L6	91nH
		C11	82pF
		L7	97nH
		C12	82pF
		L8	91nH
		C13	56pF
5	Acoplador Direccional	L9=L10=L11=L12	76nH
		C14=C15	3.3pF
		C16=C17	33pF
6	Conector Entrada/Salida	N Hembra	

**Calibración:**

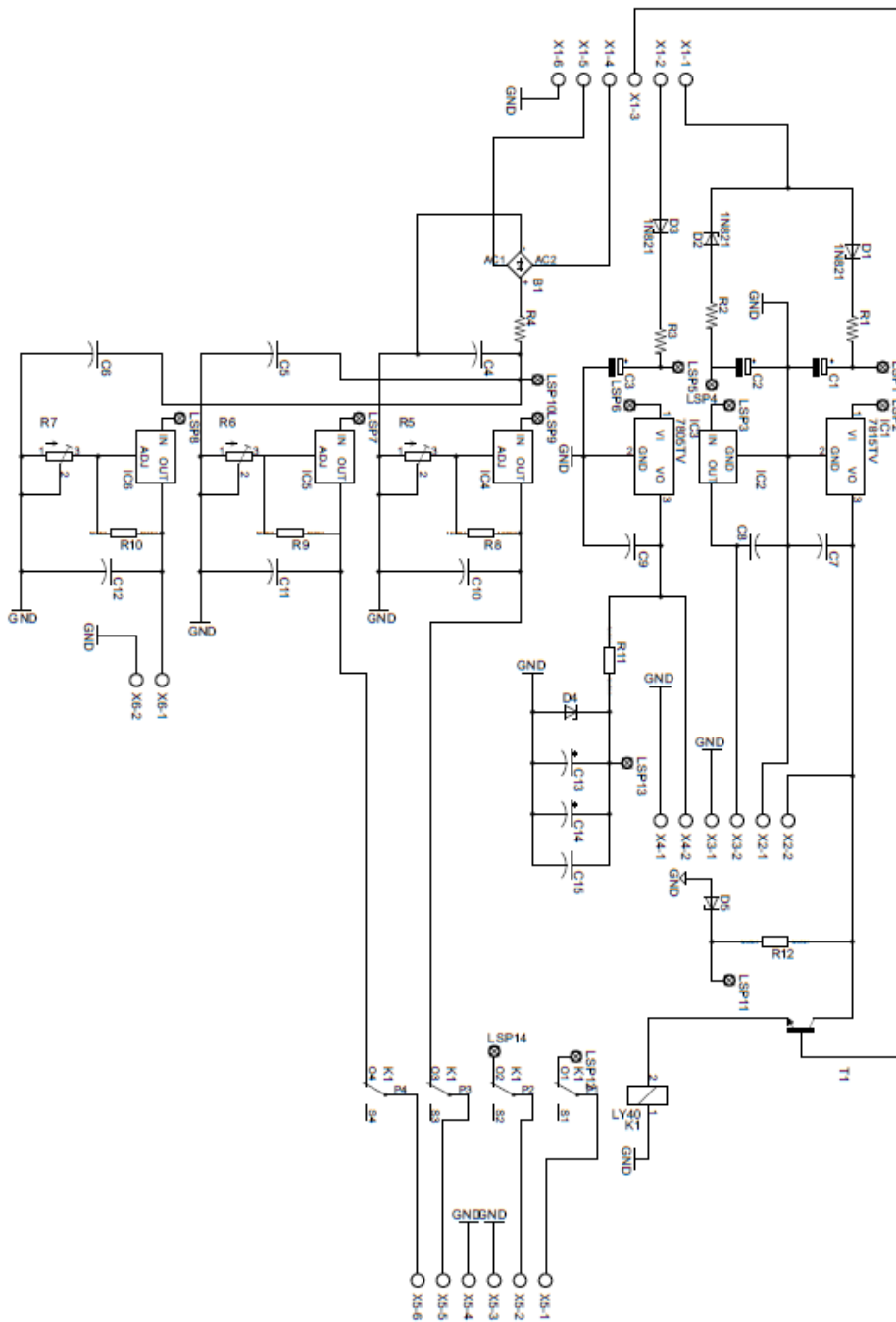
Para la calibración del módulo de potencia, se deben verificar los siguientes pasos:

- Comprobar que el transistor MRF134, esté siendo polarizado con una tensión de 24 V. en caso de lo contrario, manipular el potenciómetro R5 ubicado en la fuente de poder, para garantizar dicha tensión.
- Comprobar que el voltaje de la compuerta del transistor MRF134 sea menor o igual a 3 V, de no ser así, manipular el potenciómetro ubicado en la red de polarización del mismo.
- Comprobar que el transistor MRF136, esté siendo polarizado con una tensión de 19 V. en caso de lo contrario, manipular el potenciómetro R6 ubicado en la fuente de poder, para garantizar dicha tensión.
- Comprobar que el voltaje de la compuerta del transistor MRF136 sea menor o igual a 3 V, de no ser así, manipular el potenciómetro ubicado en la red de polarización del mismo.
- Comprobar que el transistor MRF136, este siendo polarizado con una tensión de 24 V. en caso de lo contrario, manipular el potenciómetro R7 ubicado en la fuente de poder, para garantizar dicha tensión.
- Comprobar que el voltaje de la compuerta del transistor MRF137 sea menor o igual a 2 V, de no ser así, manipular el potenciómetro ubicado en la red de polarización del mismo.

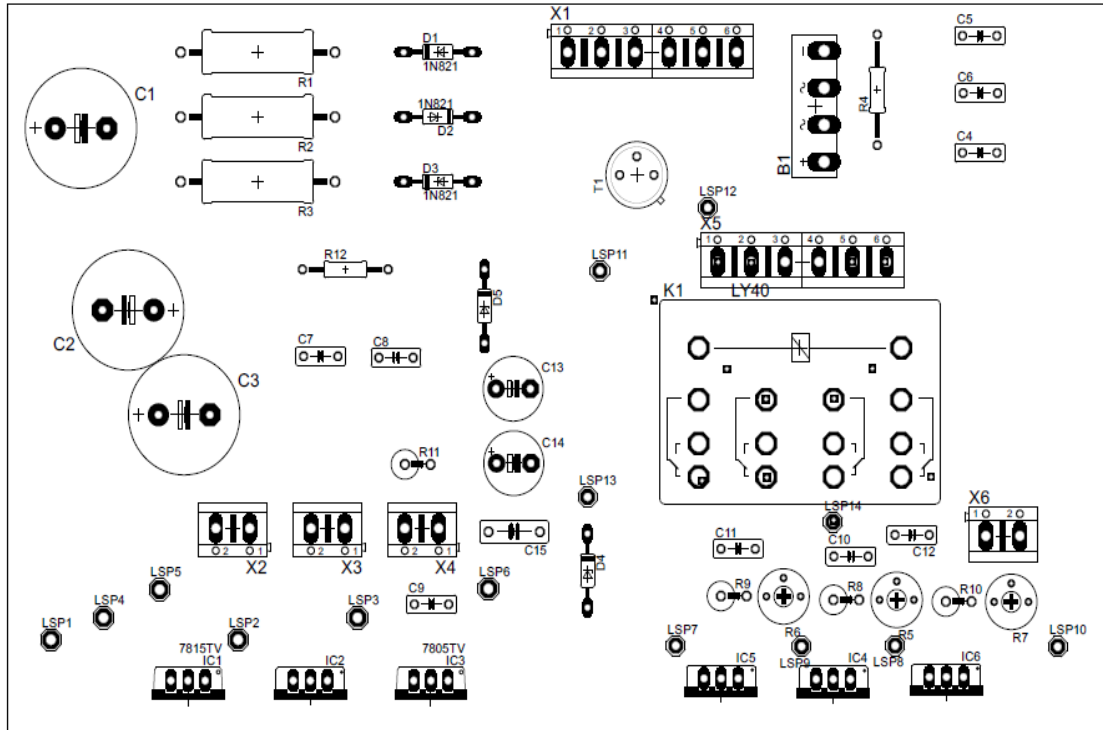
## **Apéndice B**

### **Módulo de alimentación.**

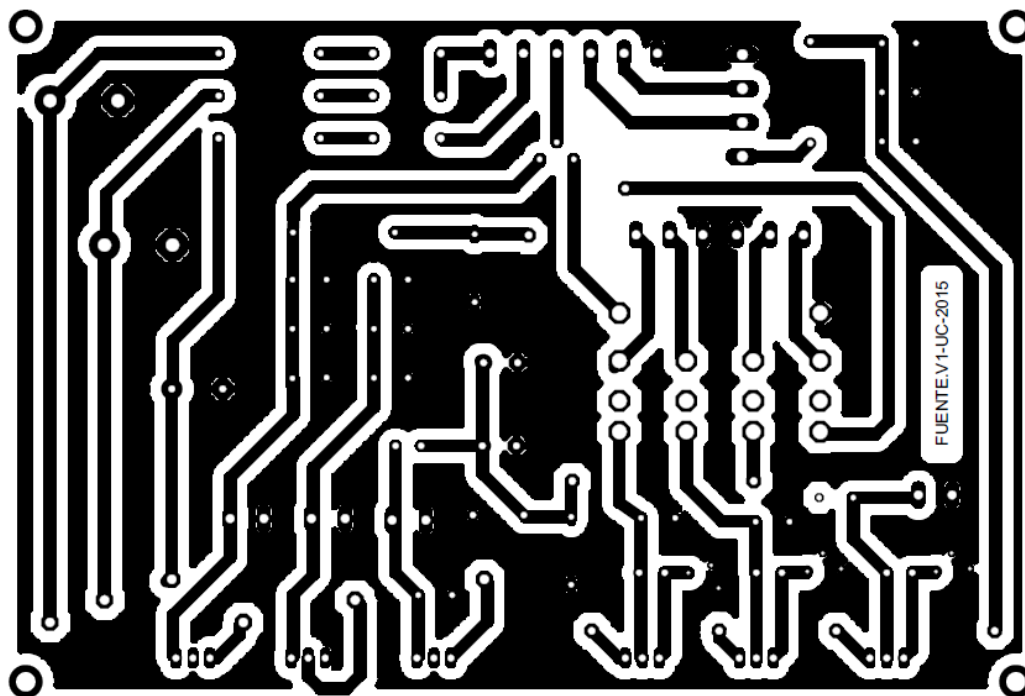
Esquemático:



Cara Superior. Escala 1:1.



Layout. Escala 1:1.



**Componentes:**

Identificador	Descripción	Valor nominal
R1	Resistencia	1.2Ω @ 5W
R2	Resistencia	1Ω @ 2W
R3	Resistencia	1.5Ω @ 2W
R4	Resistencia	0.33Ω @ 5W
R5=R6=R7	Trimer	5kΩ
R8=R9=R10	Resistencia	240Ω @ 1/4W
R11=R12	Resistencia	1.5Ω @ 2W
C1=C2=C3	Capacitor electrolítico	1000 uF @ 50V
C4=C5=C6	Capacitor electrolítico	0.1 uF @ 50V
C7=C8=C9	Capacitor electrolítico	22 uF @ 25V
C10=C11=C12	Capacitor electrolítico	1 uF @ 50V
C13	Capacitor electrolítico	470 uF @ 16V
C14	Capacitor electrolítico	10 uF @ 16V
C15	Capacitor de cerámica	56 pF
C16	Capacitor electrolítico	100 uF @ 50V
C17	Capacitor electrolítico	10 uF @ 16V
D1=D2=D3	Diodo Rectificador	1N5402 uF @ 3A
D4	Diodo zener	4.7V
D5	Diodo zener	12V
B1	Puente rectificador	GBU6j @ 1000V
IC1	Regulador de Voltaje Positivo	L7815CB @ 15V
IC2	Regulador de Voltaje Negativo	L7915CB @ -15V
IC3	Regulador de Voltaje Positivo	L7805CB @ 5V
IC4=IC5	Regulador de Voltaje Variable Positivo	LM317 @ (0-28)V @ 1.5A
IC6	Regulador de Voltaje Variable Positivo	LM350 @ (0-28)V @ 3A
T1	Transistor NPN	2N3866
K1	Relay de 4 salidas	

## Módulo anexo:

Identificador	Descripción	Valor nominal
C	Capacitor electrolítico	100 uF @ 50V
C	Capacitor electrolítico	10 uF @ 50V
IC7	Regulador de Voltaje Positivo	L7812CB @ 12V

**Calibración:**

La calibración del módulo de alimentación, consiste en verificar que lleguen a todos los terminales de salidas, las tensiones correspondientes a cada uno de ellos. Para iniciar estas evaluaciones, se debe realizar los siguientes pasos:

- Aislar la fuente de alimentación de los otros módulos del transmisor FM.
- Energizar la fuente de alimentación, pasando el interruptor principal en modo ON.
- Comprobar en los terminales del puerto de salida X4 una tensión de 5 V.
- Comprobar en los terminales del puerto de salida X3 una tensión de -15 V.
- Comprobar en los terminales del puerto de salida X2 una tensión de 15 V.
- Comprobar en los terminales del puerto de salida X6 una tensión de 24 V. En caso contrario, manipular el potenciómetro R7 para establecer dicho voltaje.

En los terminales del puerto de salida X5 verificar las siguientes salidas de voltajes:

- Comprobar en el terminal 1 una tensión de 24v. En caso contrario, manipular el potenciómetro R6 para establecer dicho voltaje.
- Comprobar en el terminal 2 una tensión de 19v. En caso contrario, manipular el potenciómetro R5 para establecer dicho voltaje.
- Comprobar en el terminal 5 una tensión de 12v.
- Comprobar en el terminal 6 una tensión de 4.7v.

Una vez realizado y corroborado cada uno de estos pasos, ya se puede integrar la fuente de alimentación con los módulos del transmisor FM.



# Referencias Bibliográficas

- [1] Marian K. Kazimierzuc. *RF Power Amplifiers*. Wiley., 2008.
- [2] Alan Davis and Krishna Agarwal. *Radio Frequency Circuit Design*. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [3] Feven Yohannes Worku. Bias circuit for rf power amplifiers. Trabajo de grado, Chalmers University Of Technology, 2011.
- [4] David M. Pozar. *Microwaves Engineering Fourth Edition*. John Wiley and Sons, Inc., 2012.
- [5] MOTOROLA. Mrf137 semiconductor technical data rf power transistor.
- [6] Ley Orgánica de Telecomunicaciones. page 196, 2011.
- [7] Francisco Mata and John Navarro. Diseño y construcción de un transmisor de fm estéreo con canales de sca. Trabajo de grado, Universidad de Carabobo, 2001.
- [8] Dominique Schreurs, Mairtin O'droma, Anthony Goacher, and Michael Gardinger. *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*. Cambridge University Press, 2009. URL [www.cambridge.org/9780521881739](http://www.cambridge.org/9780521881739).
- [9] Peter Kenington. *High-Linearty RF Amplifier Design*. Artech House, Inc., 2000.
- [10] Vorgelegt von and Lei Wu. Design of radio frequency power amplifiers for cellular phones and base stations in modern mobile communication systems. Trabajo de grado, stuttgart university, 2009.

- [11] Patricia Lloret. Diseño y verificación de un amplificador para ieee802.16. Trabajo de grado, Universidad Politécnica de Catalunya, 2005.
- [12] Chris Bowick, Jhon Blyler, and Cheryl Ajluni. *RF Circuit Design*. Newnes, 2007.
- [13] Les Besser and Rowan Gilmore. *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems Volume I*. Artech House, 2003.
- [14] Peter. Vizmuller. *RF Design Guide Systems, Circuits and Equations*. Artech House, Inc., 1995.
- [15] Federico Miyara. Disipación de potencia, segunda edición. page 196, 2006. URL [www.fceia.unr.edu.ar/enica3/disipa.pdf](http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/disipa.pdf).
- [16] John D. Lenk. *Optimizing Wireless/RF Circuits*. McGraw-Hill., 1999.
- [17] Allan R. Hambley. *Electrónica, 2da Edicion*. Prentice Hall., 2001.
- [18] Peter Vizmuller. *RF Design Guide System*. Artech House, Inc., 1995.
- [19] R. Harold Kinley. *Manual de Comunicaciones por radio*. Ediciones CEAC.
- [20] URL [www.agilent.com/home](http://www.agilent.com/home).
- [21] Rossana Márques and Ronald Ustariz. Elaboración de un material educativo teórico-práctico para el laboratorio de diseño de circuitos de comunicaciones. Trabajo de grado, Universidad de Carabobo, 2015.
- [22] Recomendaciones UIT-R. URL <https://www.itu.int/rec/R-REC-SM.329/es>.
- [23] Richard J. Fowler. *Electricidad Principios y Aplicaciones*. Reverte S.A, 1994.