



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO**

**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**TEMA:**

**Diseño de un Amplificador de potencia multibanda de HF con  
filtros de eliminación de armónicos.**

**AUTOR**

**Ing. César Eduardo Yunda Pancho**

**Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de  
Magister en Telecomunicaciones**

**TUTOR:**

**MSc. Manuel Romero Paz**

Guayaquil, a los 20 días del mes Julio año 2017



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO**  
**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**CERTIFICACIÓN**

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por César Eduardo Yunda Pancho como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magíster en Telecomunicaciones.

TUTOR

---

**MSc. Manuel Romero Paz**

DIRECTOR DEL PROGRAMA

---

**MSc. Manuel Romero Paz**

Guayaquil, a los 20 días del mes Julio año 2017



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## SISTEMA DE POSGRADO

### MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

#### DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, César Eduardo Yunda Pancho

#### DECLARO QUE:

El trabajo de Titulación “**Diseño de un Amplificador de potencia multibanda de HF con filtros de eliminación de armónicos**”, previa a la obtención del Título de **Magíster en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 20 días del mes Julio año 2017

EL AUTOR

---

César Eduardo Yunda Pancho



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO**  
**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**AUTORIZACIÓN**

Yo, César Eduardo Yunda Pancho

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la **publicación**, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación, “**Diseño de un Amplificador de potencia multibanda de HF con filtros de eliminación de armónicos**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 20 días del mes Julio año 2017

EL AUTOR

---

César Eduardo Yunda Pancho

## REPORTE URKUND

Es seguro | <https://secure.orkund.com/view/27994150-771753-863632#q1bKLvayjY10jGz0DGz1DE30DE3jNVRKs5Mz8tMy0xOzEtOVbly0DMw>

**URKUND**

Documento: [Trabajo de Titulación Cesar Yunda-16May.docx](#) (D28289751)

Presentado: 2017-05-17 00:17 (-05:00)

Presentado por: orlandophilco\_7@hotmail.com

Recibido: orlando.philco.ucsg@analysis.orkund.com

Mensaje: Análisis Urkund Final- César Yunda [Mostrar el mensaje completo](#)

1% de esta aprox. 24 páginas de documentos largos se componen de texto presento en 2 fuentes

Lista de fuentes Bloques

- <http://docplayer.es/45339766-Sistema-de-posgrado-maestria-en-te...>
- [Torres Gary MET2017.docx](#)
- [Aguilar José MET2017.docx](#)
- [PLUAS-JARAMILLO capitulo 1.docx](#)
- <http://www.recercat.cat/bitstream/handle/2072/5340/PFCDurán.pdf>

1 Advertencias Reiniciar Exportar Compartir

Figura 1.14. Filtro pasa bajo

Fuente: CITATION Rai02 | 3082 (Ralph, Richard, Synder, & Matthaei, 2002).

La banda de paso delimita el contenido de frecuencia a escoger. Idealmente consiste en la zona en que las señales no son atenuadas por el filtro y comprende la zona circunscrita por la frecuencia de corte, cuyo valor es uno si está normalizada.

32%	# 5	Activo	Fuente externa: <a href="http://www.recercat.cat/bitstream/handle/2072/5340/PF...">http://www.recercat.cat/bitstream/handle/2072/5340/PF...</a> 32%
-----	-----	--------	---

la banda de paso se conoce como ancho de banda del filtro, y en un filtro paso bajo coincide con la frecuencia de corte. CITATION Mig07 | 12298 (Durán-Sindreu, 2007).

La banda eliminada en el caso ideal es la zona en que el filtro no permite el paso de ninguna frecuencia. En la práctica, la atenuación que provoca es muy alta pero no

la banda de paso se denomina ancho de banda del filtro, que para el caso de un filtro paso bajo coincide con la frecuencia de

La banda suprimida es en el caso ideal la zona en la cual el filtro ya no deja pasar ninguna componente frecuencial. En realidad, la atenuación que ofrece es muy alta pero no

Urkund Report - Tr...pdf ^ Mostrar todo X

Reporte Urkund del Trabajo de Titulación del Ing. César Yunda, al 1% de coincidencias.

## **Dedicatoria**

### **A Dios.**

Por haberme permitido llegar hasta este punto crucial de mi vida, por permitirme tener salud y fuerza para luchar y lograr mis objetivos, además del infinito amor por dejarme ser parte de una familia.

### **A mis padres César y Alicia**

Por haberme apoyado en todo momento, por sus ejemplos de perseverancia y constancia, por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien y el valor mostrado para salir adelante.

### **A mi amada esposa Verónica**

Por su tenaz apoyo sin condición, por compartir conmigo tantos años de estudio y sacrificio, por soportar los momentos difíciles que se presentaron en este camino, pero más que nada, por su amor incondicional.

### **A mis hijos César, Camila y Gael**

Quienes han sido la brújula que marca mi norte, por quienes cada día merece esforzarse y seguir luchando, por haber sacrificado su tiempo y poder culminar este período de mi vida, por estar presentes en mi vida.

## **Agradecimientos**

Quiero agradecer sinceramente a aquellas personas que compartieron sus conocimientos conmigo para hacer posible la conclusión de esta tesis.

A mi tutor de tesis, Msc. Manuel Romero Paz, por su gran apoyo y motivación para la culminación de mis estudios profesionales y para la elaboración de esta tesis, por su apoyo ofrecido en este trabajo, por el tiempo compartido y por impulsar el desarrollo de nuestra formación profesional.

A mis compañeros de maestría y amigos, ya que nos apoyamos mutuamente en nuestra formación profesional y que fuimos, somos y seguiremos siendo amigos.

Finalmente agradezco de sobremanera a mis maestros, aquellos que marcaron cada etapa de mi camino de posgrado, y que me ayudaron en asesorías y dudas presentadas en la elaboración de este trabajo.

Muchas Gracias



**UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

**SISTEMA DE POSGRADO**

**MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN**

f. \_\_\_\_\_  
**MSC. Manuel de Jesús Romero Paz**  
TUTOR

f. \_\_\_\_\_  
**MSC. Manuel de Jesús Romero Paz**  
DIRECTOR DE LA MAESTRÍA

f. \_\_\_\_\_  
**MSC. Orlando Philco Asqui**  
REVISOR

f. \_\_\_\_\_  
**MSC. Luis Córdova Rivadeneira**  
REVISOR



## ÍNDICE

RESUMEN.....	XIV
ABSTRACT .....	XV
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPITULO 1. ANÁLISIS TEÓRICO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA Y DE FILTROS.....	4
1.1 Amplificador de Potencia. ....	4
1.2 Clase de Amplificadores.....	4
1.3 Amplificador clase A. ....	5
1.4 MOSFET de enriquecimiento canal N. ....	5
1.5 El MOSFET como Amplificador.....	14
1.5.1. Modelo en pequeña señal de un NMOS (estática). ....	15
1.6 MOSFETs de potencia versus transistores bipolares. ....	16
1.7 Distorsiones. ....	16
1.7.1 Productos Armónicos. Productos de distorsión por intermodulación (IMD). ....	16
1.8 Definición de filtro.....	17
1.9 Tipos de filtros.....	18
1.9.1 Filtros pasa bajo. ....	18
1.9.2 Filtros pasa banda.....	19
1.10 Filtros reales.....	20
1.11 Clases de filtros.....	20
1.11.1 Filtro Butterworth.....	20
1.11.2 Relación entre anchos de banda Butterworth y Chebyshev.....	21
1.12 Filtros pasivos. ....	21
1.13 Parámetros de los filtros. ....	21

CAPITULO 2. DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR LINEAL DE POTENCIA CLASE A CON MOSFET Y DE UN BANCO DE FILTROS PASA BANDAS PARA LA BANDA HF (3-30MHZ). .....	24
2.1 Diseño de un Amplificador de potencia clase A.....	24
2.2 Elección del punto de trabajo.....	24
2.2.1 Circuito de polarización.....	26
2.3 Desacoplo entre la señal de RF y la continua. ....	26
2.4 Supresión de armónicos.....	27
2.4.1 Cálculo de un filtro pasivo LC pasa bajo de orden 3 por Chebyshev. .	28
2.5 Simulación del Amplificador.....	31
2.6 Análisis de eficiencia. ....	32
2.7 Análisis espectral. ....	33
2.8 Diseño de una carga fantasma de 50 $\Omega$ – 10W.....	35
2.9 Diseño de filtros pasivos pasa banda utilizando Butterworth de orden2. ...	36
CONCLUSIONES .....	48
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	50

## ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1.1. MOSFET VERSUS BIPOLARES.....	16
TABLA 2.1. VALORES DE LOS ELEMENTOS NORMALIZADOS DEL FILTRO CHEBYSHEV CON RIPPLE 0.5DB. ....	29
TABLA 2.2. DATOS PARA EL CÁLCULO DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO. ....	29
TABLA 2.3. VALORES DE LOS ELEMENTOS NORMALIZADOS DEL FILTRO BUTTERWORTH. ....	36
TABLA 2.4. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	37
TABLA 2.5. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	39
TABLA 2.6. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	40
TABLA 2.7. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	42
TABLA 2.8. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	43
TABLA 2.9. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	45
TABLA 2.10. PARÁMETROS PARA EL CÁLCULO DEL FILTRO.....	46

## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1. ESTRUCTURA MOSFET DE CANAL N.....	5
FIGURA 1.2. SÍMBOLOS PARA EL TRANSISTOR CANAL N.....	6
FIGURA 1.3. ESTRUCTURA MOS POLARIZADA .....	7
FIGURA 1.4. (A) POLARIZACIÓN PARA EL CANAL EN INVERSIÓN DÉBIL (B) INVERSIÓN FUERTE .....	8
FIGURA 1.5. CARACTERÍSTICAS I-V DEL TRANSISTOR MOS CANAL N.....	9
FIGURA 1.6. POLARIZACIÓN EN INVERSIÓN FUENTE (A) REGIÓN ÓHMICA (B) REGIÓN SATURACIÓN.....	10
FIGURA 1.7. FAMILIAS DE CURVAS DEL TRANSISTOR MOS CANAL N .....	10
FIGURA 1.8. ÁREA DEL CANAL DE UN TRANSISTOR MOS CANAL N .....	12
FIGURA 1.9. DEPENDENCIA DE $g_m$ EN SATURACIÓN .....	13
FIGURA 1.10. CIRCUITO AMPLIFICADOR .....	14
FIGURA 1.11. (A) RECTA DE CARGA Y POLARIZACIÓN DE M1 (B) .....	14
FIGURA 1.12. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DE UN MOSFET .....	15
FIGURA 1.13. PRODUCTOS DE DISTORSIÓN EN UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE RF.....	17
FIGURA 1.14. FILTRO PASA BAJO .....	18
FIGURA 1.15. FILTRO PASA BANDA.....	19
FIGURA 2.1. ESQUEMA ELÉCTRICO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	25
FIGURA 2.2. CURVA $V_{GS} - i_D$ PARA FIJAR EL PUNTO DE OPERACIÓN DEL MOSFET IRF840.....	25
FIGURA 2.3. TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN REGULADA .....	26
FIGURA 2.4. FILTRO PASA BAJO. ....	28
FIGURA 2.5. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	30
FIGURA 2.6. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO PASA BAJO. ....	30
FIGURA 2.7. SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR EN EL ORCAD.....	31
FIGURA 2.8. RESPUESTA DEL AMPLIFICADOR.....	32
FIGURA 2.9. SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR CON EL ANALIZADOR DE ESPECTRO. .....	33
FIGURA 2.10. ANÁLISIS ESPECTRAL. ....	34
FIGURA 2.11. SIMULACIÓN DEL AMPLIFICADOR CON FILTRO.....	34
FIGURA 2.12. ANÁLISIS ESPECTRAL. ....	35

FIGURA 2.13. ESQUEMA CIRCUITAL .....	35
FIGURA 2.14. ESQUEMA DE UN FILTRO PASA BANDA. ....	36
FIGURA 2.15. SIMULACIÓN DEL FILTRO PASABANDA EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004.....	38
FIGURA 2.16. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 1.8 MHZ. ....	38
FIGURA 2.17. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	39
FIGURA 2.18. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 3.7MHZ. ....	40
FIGURA 2.19. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	41
FIGURA 2.20. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 7 MHZ.....	41
FIGURA 2.21. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	42
FIGURA 2.22. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 10MHZ. ....	43
FIGURA 2.23. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	44
FIGURA 2.24. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 14MHZ. ....	44
FIGURA 2.25. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	45
FIGURA 2.26. SIMULACIÓN DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 18-21MHZ. ....	46
FIGURA 2.27. SIMULACIÓN DEL FILTRO EN AWR MICROWAVE OFFICE 2004. ....	47
FIGURA 2.28. RESPUESTA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO A 24-28MHZ. ....	47

## **RESUMEN**

En este trabajo se expone, los fundamentos teóricos de los amplificadores de potencia y los filtros así como aspectos relacionados con el diseño y simulación de un amplificador de potencia clase A para RF (radiofrecuencia), en el cual se utiliza el transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) como elemento amplificador, también se presenta el diseño y la simulación de una serie de filtros pasivos pasa bandas que puedan eliminar posibles armónicos que afecten la calidad de la señal, estos dos elementos componen la etapa final de hardware necesario para implementar sistemas de Radios Definidos por Software (SDR). En este trabajo se aplica primero el método exploratorio revisando la bibliografía existente sobre la tecnología SDR y los amplificadores de potencia lineales construidos con MOSFET y los filtros pasivos, estableciendo el estado del arte de dichas técnicas. Esto se emplea con el método descriptivo para analizarla y emplearla en el diseño y simulación de un amplificador de potencia clase A para RF y de filtros pasivos para implementar sistemas SDR. Además, se usa el paradigma Empírico-Analítico con enfoque Cuantitativo con operaciones matemáticas para caracterizar las tecnologías de este trabajo. Se aplica el diseño Experimental al manipular los elementos investigados, para obtener las mejores características en los diseños.

**Palabras clave:** SDR, Amplificador de Potencia, Filtros de RF

## **ABSTRACT**

In this work, we discuss the theoretical foundations of the power amplifiers and filters as well as related design and simulation of a class A power amplifier for radio frequency aspects, wherein the MOSFET (Field Effect Transistor Metal Oxide Semiconductor) used as an amplifier element. The design and simulation of a series passive filter bandpass is also presented which may eliminate any harmonics that affect signal quality; these two elements form the final step necessary hardware to implement the systems Software Defined Radio (SDR). In this work the exploratory method is first applied by reviewing the existing literature on SDR technology and linear power amplifiers constructed with MOSFET and passive filters, establishing the state of the art of these techniques. This is used with the descriptive method to analyze it and use it in the design and simulation of a class A power amplifier for RF and passive filters to implement SDR systems. In addition, the Empirical-Analytical paradigm with Quantitative approach with mathematical operations is used to characterize the technologies of this work. The Experimental design is applied when manipulating the elements investigated, to obtain the best characteristics in the designs

**Keywords:** SDR, Power amplifier, Filter

## INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones inalámbricas en el mundo actual avanzan a una velocidad que los dispositivos de comunicaciones quedan prácticamente obsoletos poco después de su producción. Para superar este problema, los sistemas de comunicaciones deben ser diseñados para maximizar la inserción transparente de nuevas tecnologías en cualquier fase de su ciclo de vida, teniendo en cuenta que los dispositivos actualizados deben ser capaces de comunicarse entre ellos y con el resto de los dispositivos.

El siglo XX fue una explosión de aplicaciones de radio donde la mayoría de las transmisiones de radio se basaban en hardware con muy poco o nada de software de control, las mismas eran fijadas en función de las opciones de la mayoría de consumidores en recepción de radiodifusión. Estas tenían un corto período de vida y eran diseñadas para ser descartadas y reemplazadas.

Por eso que hoy en día y más que antes, las tecnologías de Radio Frecuencia (RF) se están desarrollando para su adaptación a un espectro de RF muy poblado, a los diversos requisitos de la red y a los cambios en las especificaciones de los dispositivos. En ningún otro lugar es esto más evidente que en el caso de SDR (Radios Definidos por Software, Software Defined Radio) que permiten a un software controlar de forma dinámica los parámetros de las comunicaciones tales como la banda de frecuencias utilizada, el tipo de modulación, los tipos de datos y los esquemas de saltos de frecuencia.

SDR agrupa las técnicas empleadas para sustituir a los elementos analógicos de un radio por equivalentes de software. Supone utilizar un Amplificador de Potencia con el fin de elevar el nivel de potencia de la señal de entrada, que en conjunto con un banco de filtros conformarán la parte final de un transceptor SDR.

El objetivo principal del proyecto es diseñar un amplificador de potencia y un banco de filtros pasa bandas para la banda de alta frecuencia (HF), de manera que los siguientes capítulos van dedicados al diseño, análisis y montaje de estos.



Los amplificadores de potencia, así como los filtros son dispositivos que ocupan un lugar muy importante dentro del sector de las radiocomunicaciones tanto en equipos receptores como transmisores, más si se utiliza el transistor MOSFET (Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) como dispositivo amplificador, los cuales actualmente tienen grandes aplicaciones en campos donde se necesita altas potencias por sus buenas características en cuanto a corrientes y voltajes.

### **Problema**

Necesidad de implementar una etapa Amplificadora de Potencia Lineal de RF utilizando transistores MOSFET así como la implementación de filtros pasivos eliminadores de Armónicos para un Transceptor SDR que garantice los niveles de potencia y filtrado deseado para la banda de HF.

### **Objeto de estudio**

Definición de la Tecnología de Radio Definido por Software.

### **Objetivo general**

Realizar el diseño de un Amplificador de Potencia así como filtros pasivos que eliminen posibles Armónicos que afecten la calidad de la señal.

### **Objetivos específicos**

- ✓ Diseñar un Amplificador de potencia multibanda para RF utilizando transistores MOSFET.
- ✓ Comprobar el correcto funcionamiento del Amplificador a través del programa de simulación MULTISIM 12.0.
- ✓ Diseñar y simular un banco de filtro pasivos pasa bandas para la banda HF (3-30 MHz).

## **Hipótesis.**

Si se realiza un estudio de los fundamentos teóricos de los amplificadores de potencia lineales con MOSFET y de los filtros pasivos, el diseño y simulación de este tipo de dispositivos entonces se proveerá de un trabajo que profundice en este tema para su aplicación en futuras investigaciones y experimentación de la tecnología de SDR.

## **Metodología de la Investigación.**

Este trabajo se realizó aplicando primero el método exploratorio, para examinar la bibliografía referente a la tecnología SDR así como de los amplificadores de potencia lineales con MOSFET y de los filtros pasivos, estableciendo con estos datos el estado del arte de esas técnicas.

Con esta información se emplea el método descriptivo para analizarla y emplearla en el diseño y simulación de un amplificador de potencia clase A para RF y de filtros pasivos para implementar sistemas SDR.

Se usa el paradigma Empírico-Analítico con un enfoque Cuantitativo con operaciones matemáticas para caracterizar las tecnologías aplicadas en este trabajo.

Se aplica el diseño Experimental al manipular los elementos investigados, para obtener las mejores características en los diseños.

A continuación, en el capítulo 1 se detallarán los fundamentos necesarios para el análisis de los amplificadores de potencia y los filtros.

## **CAPITULO 1. ANÁLISIS TEÓRICO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA Y DE FILTROS.**

El diseño de un transmisor implica la elección de amplificadores y de un sistema de filtros para eliminar frecuencias indeseables que aparezcan en su salida, en estos casos es necesario el empleo de amplificadores con elevado nivel de potencia, diseñándolo del modo más eficiente posible y con la menor distorsión de la frecuencia portadora. En el siguiente capítulo se hace un breve análisis de los amplificadores de potencia, además de un análisis teórico de los filtros.

### **1.1 Amplificador de Potencia.**

Este dispositivo convierte la potencia de una fuente de corriente continua (Polarización  $V_{CC}$  de un circuito con transistores) a potencia de salida en forma de señal, lo cual es controlado usando una señal de entrada. Si sobre la carga se desarrolla una gran cantidad de potencia, el dispositivo también deberá manejar una gran cantidad de voltaje y corriente. Los puntos de operación deben estar en un área permitida de voltaje y corriente que asegura la máxima disipación (AsbecK., 1999).

### **1.2 Clase de Amplificadores.**

De manera tradicional, la subdivisión de los amplificadores de potencia se ha venido haciendo por “clases”, atendiendo al punto de polarización (punto de trabajo) y a la excursión de la señal en los elementos activos que constituyen la base de los mismos, en este caso, el transistor.

En RF la clase se identifica con una letra mayúscula, así se puede encontrar, por ejemplo, la clase A, B, AB, C, D, E o F, que van desde amplificadores muy lineales, con una eficiencia baja, a amplificadores no lineales (conmutados), con una alta eficiencia (Gonzalez, 1984).

### 1.3 Amplificador clase A.

En teoría, los amplificadores de clase A pueden alcanzar un rendimiento teórico de hasta el 50% pero dado que no se puede apurar al máximo, queda alrededor del 25% o incluso puede bajar hasta el 15% según la exigencia de linealidad. En cambio, la ganancia es uno de los puntos fuertes de los amplificadores de clase A, ya que suele ser entre 3 y 6 dB superior a la de una clase B y mucho mayor que un clase C (Gonzalez, 1984).

El Amplificador de potencia en clase A con fuente común es semejante al del amplificador analógico en señal débil. En una aplicación de potencia la resistencia de la carga es por lo general lo suficientemente pequeña para que los efectos de la resistencia y reactancia de salida del dispositivo sean insignificantes. Como el punto Q, es decir, el voltaje Compuerta-Fuente, se selecciona para mantener siempre al transistor en conmutación en el caso de trabajar con transistores MOSFET, este tipo de amplificadores presenta una ganancia de potencia apreciable y se usan comúnmente en transmisores BLU (Banda Lateral Única, SSB Single Side Band) y multimodo.

### 1.4 MOSFET de enriquecimiento canal N.

Se trata de una estructura MOS (Metal Oxide Semiconductor) de cuatro terminales en la que el substrato semiconductor es de tipo p poco dopado. A ambos lados de la interface Oxido-Semiconductor se han practicado difusiones de material n, fuertemente dopado (n+).

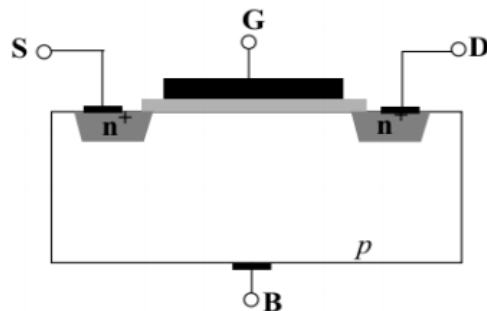


Figura 1.1. Estructura MOSFET de Canal N

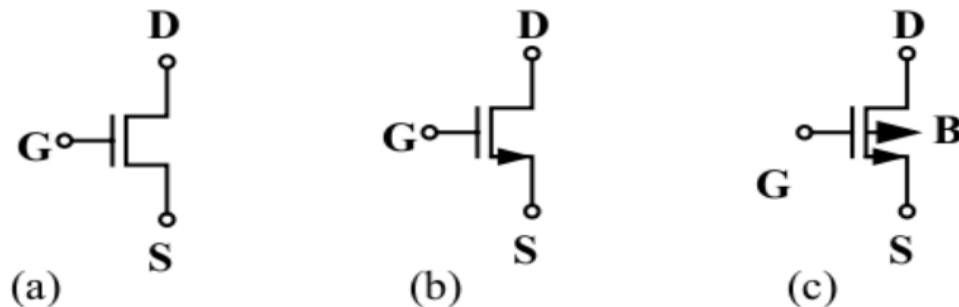
Fuente: (Leblebici, 2003).

Los terminales que componen la estructura de la figura 1.1 son G (Gate), B (Body), D (Drain), S (Source).

Los símbolos más utilizados para su representación a nivel de circuito se muestran en la figura 1.2. El terminal B suele estar colocado a la tensión más negativa (referencia o GND) por lo que se omite en algunos símbolos.

De este modo se garantiza que los diodos de unión parásitos entre el Sustrato y Drenador y fuente respectivamente siempre están polarizados negativamente. La flecha en el terminal de fuente indica el sentido de la corriente.

A continuación, se describe el principio de operación de esta estructura de transistor.

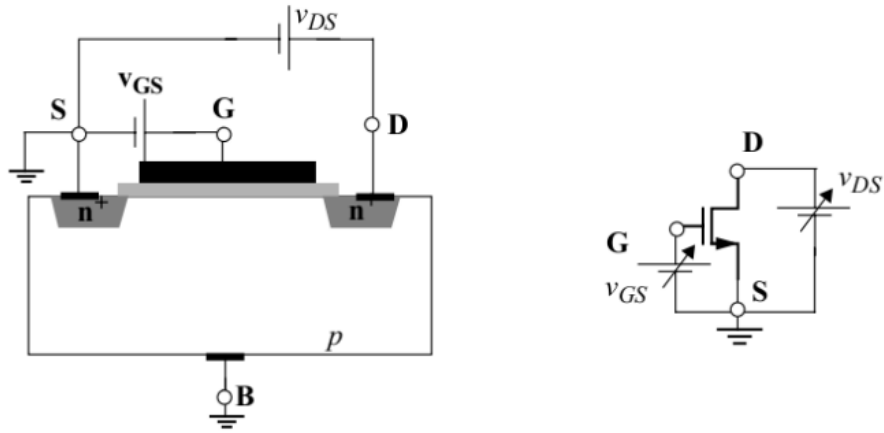


**Figura 1.2. Símbolos para el transistor Canal N**

*Fuente: (Leblebici, 2003).*

En la estructura MOS de la figura 1.3 aparecen diversas fuentes de tensión polarizando los diversos terminales  $V_{GS}$  (tensión Compuerta-Fuente),  $V_{DS}$  (tensión Drenador-Fuente). Los terminales de Substrato (B) y Fuente (S) se han conectado a GND.

De este modo la tensión Sustrato-Fuente es cero  $V_{SB} = 0$ , se dice que no existe efecto Sustrato.



**Figura 1.3. Estructura MOS polarizada**

*Fuente: (Leblebici, 2003).*

Se consideran ahora tres casos, según los valores que tome  $V_{GS}$ .

$$V_{GS} = 0 \tag{1.1}$$

Esta condición implica que la tensión Compuerta-Sustrato  $V_{GB} = 0$ , puesto que  $V_{SB} = 0$ .

En estas condiciones no existe efecto campo y no se crea el canal de electrones ( $e^-$ ) debajo de la puerta. Las dos estructuras PN se encuentran cortadas (B al terminal más negativo) y aisladas con la corriente Drenador-Fuente aproximadamente igual a cero  $i_{DS} = 0$ , pues se alimenta de las intensidades inversas de saturación.

$$V_{GS} = 0 \rightarrow i_{DS} = 0 \tag{1.2}$$

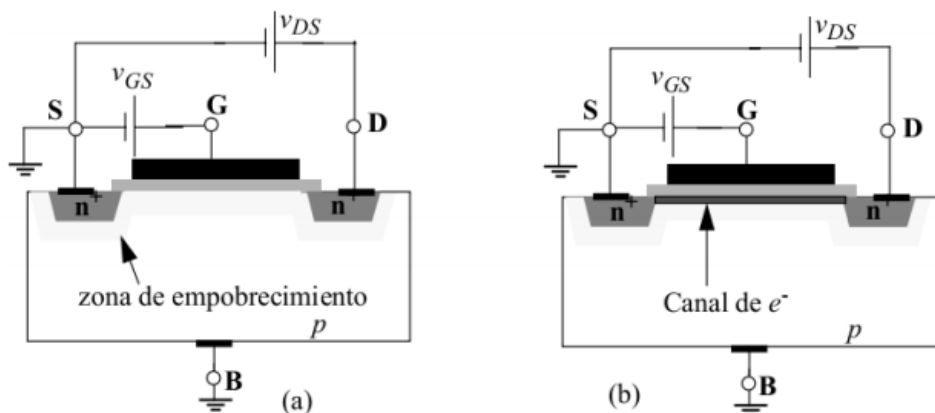
La tensión  $V_{GS}$  crea la zona de empobrecimiento o depleción en el canal. Se genera carga eléctrica negativa en el canal debido a los iones negativos de la red cristalina (similar a la de una unión PN polarizada en la región inversa), dando lugar a la situación de inversión débil anteriormente citada.

La aplicación de un campo eléctrico lateral  $V_{DS} > 0$ , no puede generar corriente eléctrica  $i_{DS}$ .

La tensión  $V_{GS}$  da lugar a la inversión del canal y genera una población de  $e^-$  libres debajo del óxido de puerta y  $p^+$  al fondo del sustrato. Se forma el canal N o canal de electrones, entre el drenador y la fuente (tipo  $n^+$ ) que modifica la característica eléctrica original del sustrato. Estos electrones son cargas libres, de modo que en presencia de un campo eléctrico lateral podrían verse acelerados hacia D o S. Sin embargo, existe un valor mínimo de  $V_{GS}$  para que el número de electrones sea suficiente para alimentar esa corriente es  $V_{TN}$ , denominada Tensión Umbral.

Por lo tanto, se pueden diferenciar dos zonas de operación para valores de  $V_{GS}$  positivos:

Si  $V_{GS} < V_{TN}$  la intensidad  $i_{DS} = 0$  (en realidad solo es aproximadamente cero) y en este caso, el transistor opera en inversión débil. En ella, las corrientes son muy pequeñas y su utilización se enmarca en contextos de muy bajo consumo de potencia. Se considerará que la corriente es siempre cero. De otro lado, si  $V_{GS} \geq V_{TN}$  entonces  $i_{DS}$  es distinto de cero, si  $V_{DS}$  es no nulo. Se dice que el transistor opera en inversión fuerte.



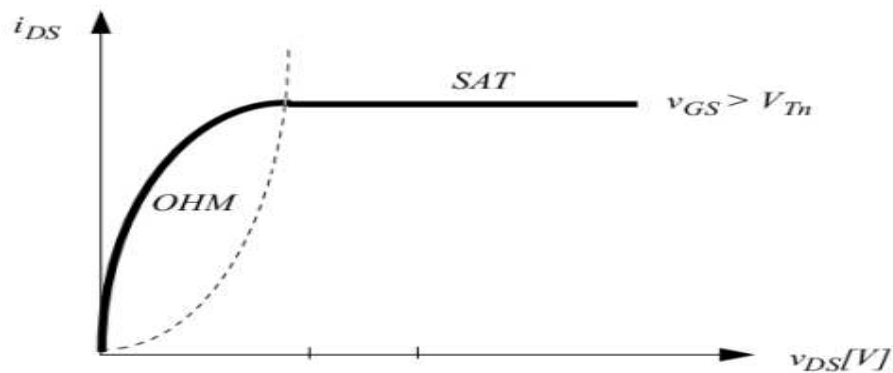
**Figura 1.4. (a) Polarización para el Canal en inversión débil (b) inversión fuerte**

*Fuente: (Leblebici, 2003).*

Mientras mayor sea el valor de  $V_{GS}$ , mayor será la concentración de cargas libres en el canal y por tanto, será superior la corriente  $i_{DS}$ . Al ser la intensidad  $i_{DS}$  proporcional a  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ , se puede estudiar la relación paramétrica ( $i_{DS}$ ,  $V_{DS}$ ) con  $V_{GS}$  como parámetro. Se obtiene la curva de la figura 1.5.

En ella se aprecia cómo a partir de un valor dado de la tensión  $V_{DS}$ , la intensidad  $i_{DS}$  permanece constante.

Este efecto se puede explicar desde el punto de vista de concentración de  $e^-$  disponible en el canal. La figura 1.4(a) ilustra la situación que acontece.



**Figura 1.5. Características I-V del transistor MOS canal N**

*Fuente: (Leblebici, 2003).*

Cuando se aplica una tensión  $V_{DS}$  pequeña a un transistor en inversión fuerte. Al estar más positivamente polarizada la región del Drenador respecto del Sustrato, la concentración de  $e^-$  se hace mayor en las cercanías de la fuente.

Si se incrementa la tensión  $V_{DS}$  por encima de un cierto nivel, la tensión en el Drenador se eleva tanto que sitúa a la tensión  $V_{GD}$  por debajo del valor umbral necesario para la existencia de canal de  $e^-$ .

A partir de ahí la corriente de Drenador se independiza prácticamente de  $V_{DS}$ .



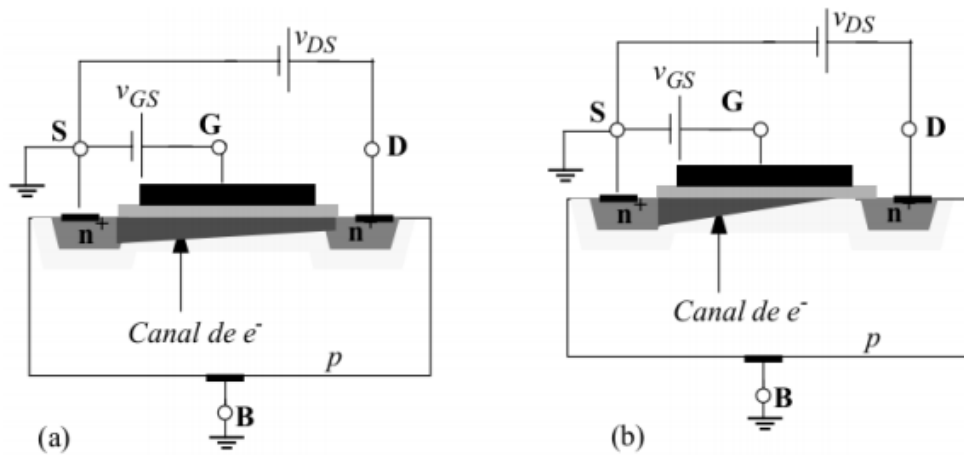


Figura 1.6. Polarización en inversión fuente (a) región óhmica (b) región saturación

Fuente: (Leblebici, 2003).

La corriente  $i_{DS}$  se incrementa con  $V_{DS}$  para pequeños valores de  $V_{DS}$ . A partir de un cierto valor, este comportamiento cambia, y se hace constante  $i_{DS}$ . A la primera región se la denomina Región Óhmica, mientras que a la segunda, Región de Saturación. Para diferentes valores de  $V_{GS}$ , se pueden obtener la familia de curvas mostrada en la figura 1.7.

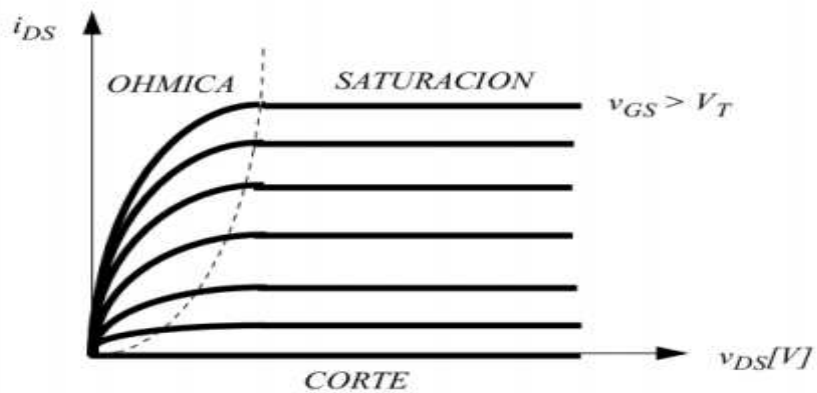


Figura 1.7. Familias de curvas del transistor MOS canal N

Fuente: (Leblebici, 2003).

Se puede resumir lo expuestos de la siguiente manera:

- ✓ Región de Corte:

$$V_{GS} = 0 \rightarrow i_{DS} = 0 \quad (1.3)$$

✓ Región de Conducción:

$$V_{GS} \geq 0 \rightarrow i_{DS} \neq 0 \text{ Si } V_{DS} > 0 \quad (1.4)$$

Dentro de la Región de Conducción se identifican dos posibles situaciones para el MOS:

- ✓ Región Óhmica:  $i_{DS}$  aumenta con  $V_{DS}$ , es decir, el MOSFET se comporta como un resistor (no lineal).
- ✓ Región de Saturación:  $i_{DS}$  es aproximadamente constante con  $V_{DS}$ . Se comporta como una fuente de intensidad controlada por tensión ( $V_{GS} = \text{cte.}$ ).

El límite entre la Región Óhmica y de Saturación se cumple para:

$$V_{GS} - V_{Tn} = V_{DS} \quad (1.5)$$

De tal forma que:

- ✓ Para  $V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn}$ , el transistor se encuentra en la Región Óhmica.
- ✓ Para  $V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn}$ , el transistor se encuentra en la Región de Saturación.

Las expresiones correspondientes para la corriente Drenador, obtenidas mediante el análisis del transporte de carga desde la fuente hacia el Drenador para las diferentes regiones de operación, se muestran a continuación.

$$i_{DS} = \frac{K_n W}{2 L} (2(V_{GS} - V_{Tn})V_{DS} - V_{DS}^2) \text{ óhmica} \quad (1.6)$$

$$i_{DS} = \frac{K_n W}{2 L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \text{ saturación} \quad (1.7)$$

Siendo  $K_n = \mu_n * C_{0X}$  el parámetro de transconductancia,  $\mu_n$  es la movilidad de los  $e^-$  y  $C_{0X}$  la capacidad por unidad de área de la estructura MOS. Se suele definir también  $\beta = K_n(W/L)$ , que es un parámetro que depende tanto de la geometría como de los parámetros eléctricos de la tecnología. Valores típicos para  $K_n = 20-70 \mu A/V^2$  /  $K_p = 8-30 \mu A/V^2$ .  $W$  y  $L$ , definen el área del canal y pueden ser utilizadas por el diseñador para ajustar las características del circuito a unas especificaciones dadas y  $V_{Tn}$  es la tensión umbral nominal.

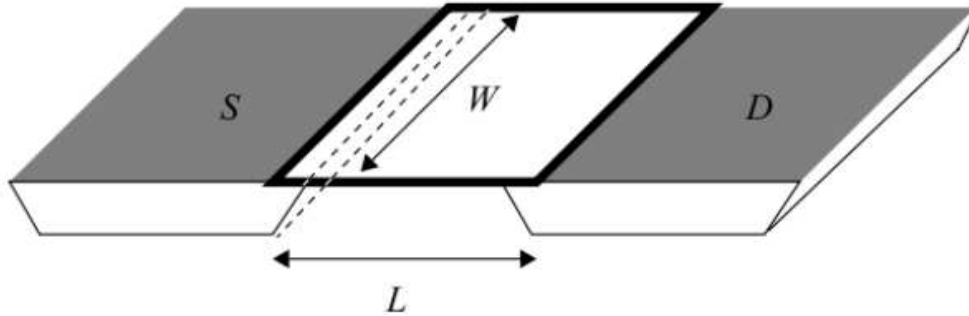


Figura 1.8. Área del canal de un transistor MOS canal N

Fuente: (Leblebici, 2003).

Discusión de las ecuaciones del transistor MOS:

La expresión de la intensidad en la Región Óhmica, si  $V_{DS} \ll 1$ , se puede aproximar a,

$$i_{DS} = \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 V_{DS} \quad (1.8)$$

Que representa la ecuación constitutiva de una resistencia de valor.

$$R^{-1} = K_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad (1.9)$$

Siendo:

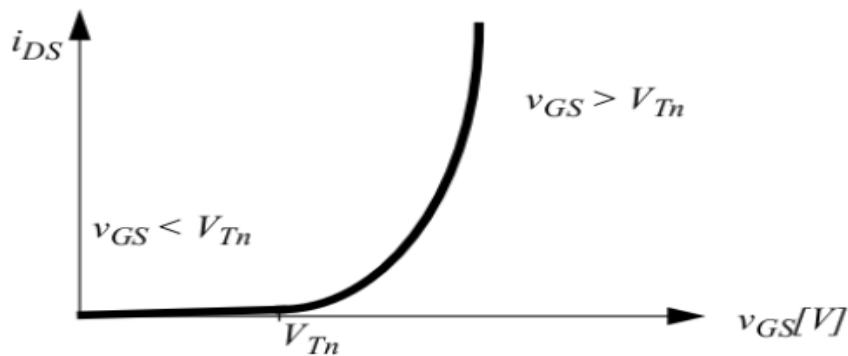
$$K'_n = \frac{K_n}{2} \quad (1.10)$$

En el límite de esta región, haciendo  $V_{DS} = V_{GS} - V_{Tn}$ , se obtiene la expresión de  $i_D$  en saturación.

En esta expresión,  $i_D$  depende de  $V_{GS}$  cuadráticamente (dependencia de una parábola). La conducción se activa a partir de  $V_{Tn}$  voltios para  $V_{GS}$ . La expresión más exacta para la intensidad es:

$$i_{DS} = \frac{K_n W}{2 L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 * (1 + \lambda * V_{DS}) \quad (1.11)$$

En la que  $\lambda$  es el parámetro de modulación de la longitud del canal. Suele ser muy pequeño  $0.001 - 0.005 \text{ V}^{-1}$ . En general modifica poco la expresión de  $i_{DS}$ , pero es necesario tenerlo en cuenta para evaluar la resistencia de salida del transistor.



**Figura 1.9. Dependencia de  $i_{DS}$  con  $V_{GS}$  en saturación**

*Fuente: (Leblebici, 2003).*

Cuando  $V_{SB}$  no es cero, la expresión de la tensión umbral queda modificada por,

$$V_T = V_{Tn} + \gamma * (\sqrt{2\Phi_f} + V_{SB} - \sqrt{2\Phi_f}) \quad (1.12)$$

Donde  $\gamma$  es el parámetro de efecto sustrato (del orden de 0.5), para  $V_{SB} = 0$ , que suele oscilar entre 0.5 y 1.5V y  $2\Phi_f$  es una constante física de valor 0.6V.

### 1.5 El MOSFET como Amplificador.

El funcionamiento del transistor *MOS* como amplificador está asociado al concepto de recta de carga y de polarización en un determinado punto de trabajo. Se supone el circuito de la figura 1.10, en el que aparece una resistencia de carga,  $R_D$ .

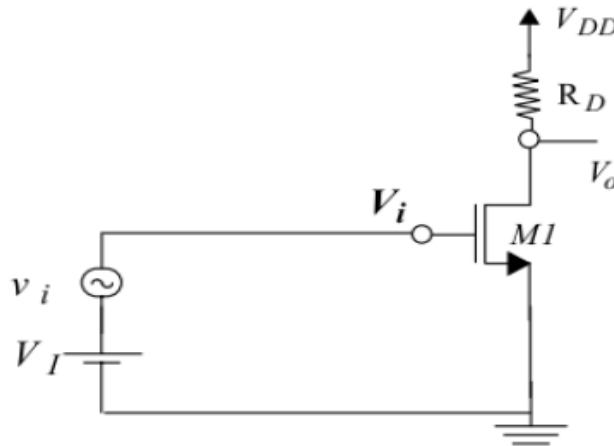


Figura 1.10. Circuito Amplificador

Fuente: (Leblebici, 2003).

La tensión de entrada  $V_i$  es aplicada directamente a la puerta del transistor, de modo que  $V_{GS} = V_i$ . Además,  $V_{DD} = i_D * R_D + V_{DS}$  representa la recta de carga en el plano  $i_D - V_{DS}$ , que incluye a todos los puntos solución del circuito, en función del valor de  $V_i$ . El punto de trabajo queda definido por  $V_{GS} (V_i)$  figura 1.11.

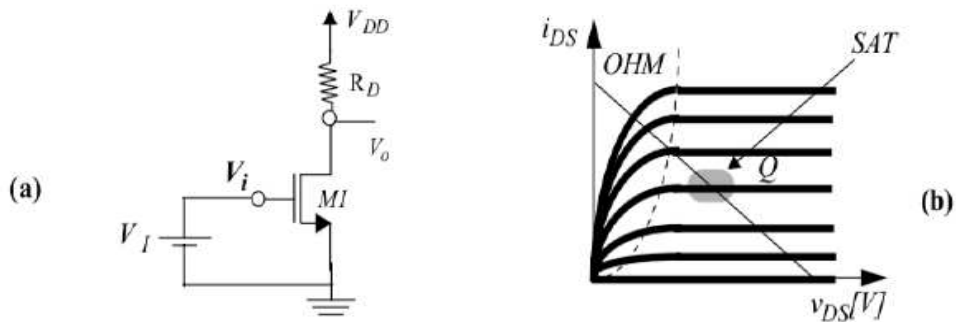


Figura 1.11. (a) Recta de carga y polarización de M1 (b)

Fuente: (Leblebici, 2003).

Entonces para que este circuito funcione como un amplificador de señal, la polarización ha de hacerse en la Región de Saturación. El análisis como amplificador requiere que, una vez se ha realizado la polarización del transistor (Q), se linealice el comportamiento en un entorno reducido de dicho punto. Para ello se substituye el *MOS* por su modelo en pequeña señal.

### 1.5.1. Modelo en pequeña señal de un *NMOS* (estática).

Para obtener el modelo en pequeña señal del transistor *MOS* se parte de las ecuaciones  $i_D = (V_{GS}, V_{DS})$ , en este caso, para la Región de Saturación.

$$i_{DS} = \frac{K_n W}{2 L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad (1.13)$$

Y las deriva:

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} = \frac{\lambda * i_{DS}}{(1 + \lambda * V_{DS})} \cong \lambda * i_{DS} = g_{ds} \quad (1.14)$$

Obteniéndose el circuito equivalente de la figura 1.12. En el que la  $g_m$  es proporcional a  $(V_{GS} - V_{Tn})$  en el punto de operación. La puerta se encuentra aislada y se comporta como una fuente de intensidad controlada por tensión.

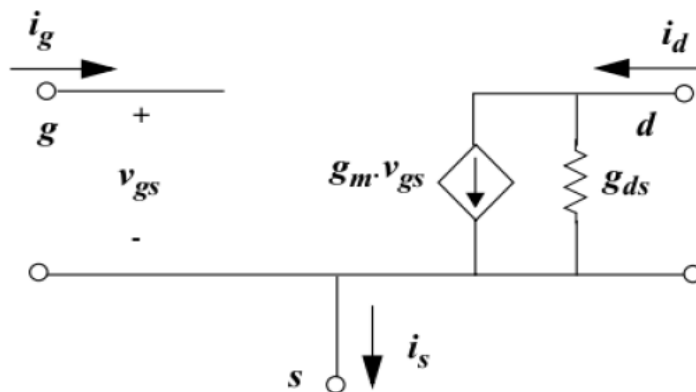


Figura 1.12. Modelo en pequeña señal de un MOSFET

Fuente: (Leblebici, 2003).

## 1.6 MOSFETs de potencia versus transistores bipolares.

En la Tabla 1.1 se realiza la comparación de las características de los transistores MOSFET de potencia versus los bipolares, detallándose sus ventajas y desventajas.

*Tabla 1.1. MOSFET versus Bipolares.*

Transistor	Bipolares	MOSFET
Polarización	No se necesita, salvo para operación lineal.	Se necesita una pequeña polarización de Compuerta.
Robustez	Falla generalmente por excesos de corriente.	Perforación de Compuerta, exceso de tensión.
Linealidad	Productos de intermodulación dependen del tamaño y geometría.	Para geometría y tamaño comparable los <i>IMD</i> de orden bajo son mayores.
Ventaja	Mayores facilidades en la fabricación. Tensión de saturación baja, lo que los hace útiles en aplicaciones de baja tensión.	Impedancia de entrada más constante, frente a niveles de excitación variables. Menores <i>IMD</i> de orden alto
Desventaja	Impedancia de entrada baja, con elevada componente reactiva. Se requieren adaptaciones de impedancia de interna para disminuir el <i>Q</i> . La impedancia de entrada varía con la excitación.	Tamaño mayor para iguales niveles de potencia. Compuerta muy sensible a averías. Alta tensión de saturación, lo que hace difícil su operación con bajas frecuencias.

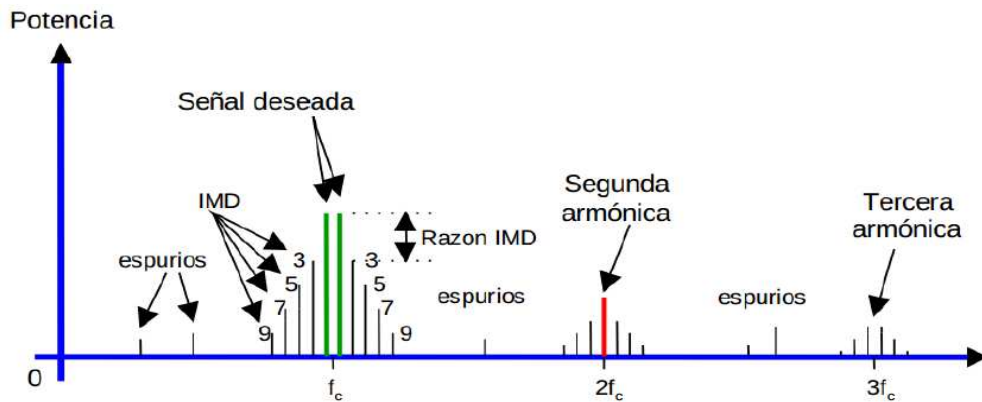
Elaborada por el autor

## 1.7 Distorsiones.

Como el ancho de banda de una señal RF suele ser una fracción pequeña de la frecuencia de portadora y del ancho de banda del AP, las señales no deseadas a la salida del amplificador de potencia se pueden dividir en tres categorías. La figura 1.13 describe las relaciones de estas señales con la señal deseada.

### 1.7.1 Productos Armónicos. Productos de distorsión por intermodulación (IMD).

A continuación, se especifican detalles de cada uno de estos productos:



**Figura 1.13. Productos de distorsión en un amplificador de potencia de RF**

*Fuente: (Leblebici, 2003).*

- ✓ Los Productos Armónicos corresponden a la frecuencia de entrada que pueden ser removidas fácilmente mediante filtrado.
- ✓ La distorsión de intermodulación (*IMD*) consiste en la aparición de frecuencias nuevas a la salida, que son sumas y diferencias de la señal de entrada, principalmente las de tercero y quinto orden que deben ser de un nivel aceptablemente bajo, debido a que se encuentran muy próximos a la señal deseada, y son difíciles de eliminar mediante el filtrado, estos producen distorsión en el rango de frecuencia deseada e interferencia en los canales adyacentes.
- ✓ Oscilaciones subarmónicas y parásitas (espurios) debido a que el amplificador es inestable por fuera del rango de trabajo y a la calidad de los componentes; se eliminan por filtrado.

### 1.8 Definición de filtro.

Se define filtro a un dispositivo de n puertos, que permiten el paso de cierto intervalo de frecuencia para el cual fue diseñado. Así pues, los filtros se pueden clasificar como pasa alto, paso bajo, paso bandas y eliminación de banda, al intervalo de frecuencia que permiten pasar se le llama banda de paso y al intervalo de frecuencia que no permiten pasar como banda de rechazo (Irwin, 1991).



## 1.9 Tipos de filtros.

Ahora se explicarán los filtros paso bajo y paso banda. En este trabajo, no se tratan los filtros paso alto ni rechazo de banda, de existir interés, en (George & Matthaei, 1964) y (Lancaster, 2001) existe información necesaria sobre ellos y más detalles de los filtros tratados (Durán-Sindreu, 2007).

### 1.9.1 Filtros pasa bajo.

Esencialmente un filtro paso bajo deja pasar las frecuencias bajo una frecuencia de corte determinada (Durán-Sindreu, 2007).

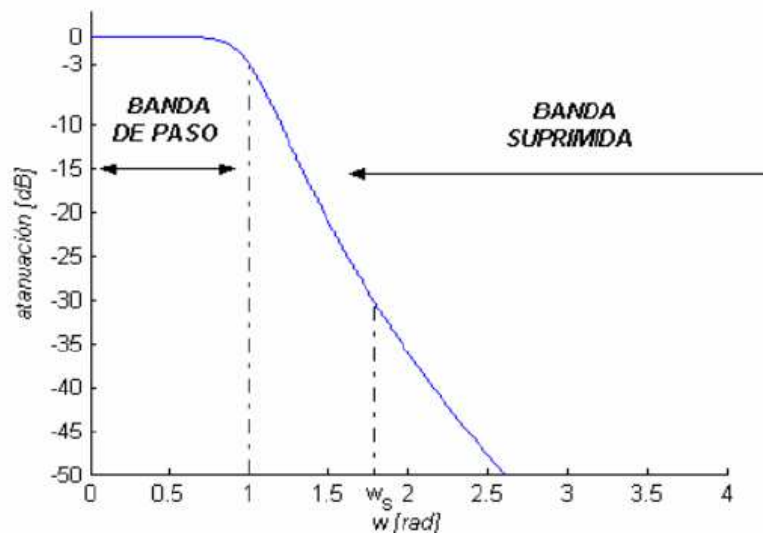


Figura 1.14. Filtro pasa bajo

Fuente: (Ralph, Richard, Synder, & Matthaei, 2002).

La banda de paso delimita el contenido de frecuencia a escoger. Idealmente consiste en la zona en que las señales no son atenuadas por el filtro y comprende la zona circunscrita por la frecuencia de corte, cuyo valor es uno si está normalizada. Esta zona dada por la banda de paso se conoce como ancho de banda del filtro, y en un filtro paso bajo coincide con la frecuencia de corte (Durán-Sindreu, 2007).

La banda eliminada en el caso ideal es la zona en que el filtro no permite el paso de ninguna frecuencia. En la práctica, la atenuación que provoca es muy alta pero no es infinita. Usualmente se define como dato de entrada una frecuencia  $W_s$  para la que se necesita una atenuación mínima (Ralph, Richard, Synder , & Matthaei, 2002), (Durán-Sindreu, 2007).

### 1.9.2 Filtros pasa banda.

Estos filtros permiten el paso del contenido espectral que está contenido en una banda centrada en la frecuencia central, la cual es delimitada por dos frecuencias de corte definidas previamente (Documents.mx).

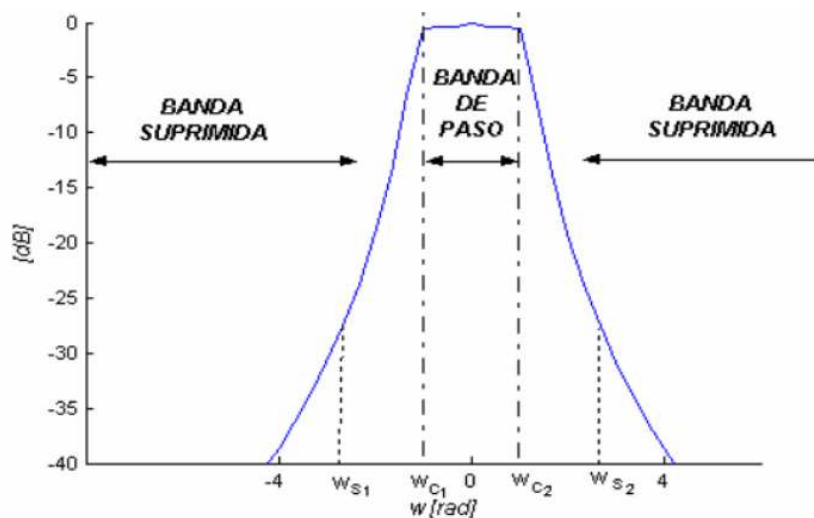


Figura 1.15. Filtro pasa banda

Fuente: (Ralph, Richard, Synder , & Matthaei, 2002).

En la figura 1.15, se muestran dos frecuencias de corte  $W_{c1}$  y  $W_{c2}$ , las cuales tendrán valores de -1 y 1 si están normalizadas (Documents.mx).

El área entre las dos frecuencias de corte indicadas establece el ancho de banda del filtro y en la cual se presenta una atenuación entre 0 dB y -3 dB. Esto significa que el ancho de banda establece las frecuencias útiles que se desea tener y que de manera ideal no serían atenuadas. La figura además muestra las frecuencias,  $W_{s1}$

y  $W_s2$ , que son especificaciones de entrada para precisar las frecuencias de banda superior e inferior que han sido eliminadas (Documents.mx).

### **1.10 Filtros reales.**

Un filtro ideal es aquel que rechaza totalmente a las señales cuyas frecuencias no están en el intervalo para el cual fue diseñado, desafortunadamente no existen tales tipos de filtros por las limitaciones físicas que tienen los componentes con que son fabricados, los filtros reales exhiben una transición gradual de la banda de atenuación completa a la banda de paso. La respuesta de un filtro ideal se puede aproximar por medio de funciones matemáticas, entre los cuales están los *Butterworth*, *Chebyshev* y Elípticos.

### **1.11 Clases de filtros.**

Los diseños de filtros nacen de su función de transferencia, que precisa plenamente su forma y su atenuación de acuerdo a la frecuencia. Se tienen algunas funciones de transferencia conocidas, como las de *Chebyshev* y *Butterworth* (Durán-Sindreu, 2007).

Aunque se tienen otras funciones como la *Elíptica*, las de *Bessel*, la *Gaussiana*, entre otras, aquí únicamente se analizará las de *Butterworth* y *Chebyshev* porque estas se ejecutarán en el simulador para el diseño de los filtros (Hong, 2011), (Durán-Sindreu, 2007)

#### **1.11.1 Filtro Butterworth.**

Son filtros cuya característica principal es que en la banda de paso tienen una respuesta plana, pero en la banda de rechazo su respuesta es menos abrupta que el *Chebyshev* y que el elíptico.

### **1.11.2 Relación entre anchos de banda de los filtros *Butterworth* y *Chebyshev*.**

Entre las diferencias existentes al comparar los filtros *Butterworth* y el de *Chebyshev* se destaca la manera de precisar el ancho de banda, así en el de *Butterworth*, se delimita con el punto en que la atenuación es de 3 dB, en cambio en el de *Chebyshev* se lo hace con el ancho de banda del rizado (Durán-Sindreu, 2007).

### **1.12 Filtros pasivos.**

Independiente de la conceptualización de los circuitos pasivos o activos, un filtro pasivo, lineal e invariante en el tiempo, está formado por resistencias, condensadores, bobinas y en ciertos casos un transformador, por lo cual se los denomina filtros RLC (RODAS).

Estos son los primeros que se implementaron a principios del siglo XX cuando no se conocían los elementos activos o eran muy costosos y pesados, siendo esta la causa de que mucha de la teoría clásica referente a filtros se orienta a la categoría RLC (RODAS).

Los filtros que utilizan las propiedades de los amplificadores operacionales, además de resistores y capacitores, se llaman filtros activos o, más a menudo, filtros analógicos, en contraste con los filtros digitales.

### **1.13 Parámetros de los filtros.**

A continuación se describirán los principales parámetros de los filtros:

**Impedancia:** La impedancia es una de las más importantes características en sistemas de transmisión, esencialmente en cables y conectores. En términos eléctricos ella es la relación entre los conductores y la tensión pasando en el mismo conductor. En cables coaxiales homogéneos, la impedancia característica

es constante para la longitud total del cable. Es importante especificar la impedancia característica porque el cable debe ser terminado con una impedancia igual a esta. En comunicaciones vía radio la impedancia característica más común es  $50 \Omega$ . Otros valores como  $75 \Omega$  son usados en otras aplicaciones como por ejemplo en sistemas de cable de televisión o cable de video. Todos los equipamientos o componentes pasivos a ser utilizados en un sistema irradiante deben tener la misma impedancia característica; variaciones de la impedancia características causan problemas de incompatibilidad eléctrica y reflexiones que distorsionan la transmisión.

**Razón de Onda Estacionaria:** Una impedancia de exactamente  $50 \Omega$  **Diseño de un Amplificador de potencia multibanda de HF con filtros de eliminación de armónicos** puede en la práctica solamente ser alcanzada en una frecuencia específica. El *VSWR* (Razón de Onda Estacionaria) define cual es la diferencia del punto de  $50 \Omega$  en una antena de banda ancha. La potencia entregada por el transmisor puede ser irradiada con alguna pérdida debida a una compensación incorrecta.

Parte de esta potencia es reflejada en la antena y es devuelta al transmisor. La potencia emitida y la potencia de retorno forman una onda estacionaria correspondiente a una relación de tensión máxima y mínima ( $U_{min}/U_{max}$ ). Esta relación define el nivel de compensación de la antena.

**Ancho de Banda:** En el mundo de frecuencias de radio el ancho de banda es el rango de frecuencia que una señal electrónica ocupa en un medio de transmisión. Cualquier señal de frecuencia de radio tiene un ancho de banda expresado en término entre la componente de señal de frecuencia más alta y la componente de señal de frecuencia más baja, Los componentes activos tienen un ancho de banda finito, que limita las aplicaciones de los filtros activos al rango de frecuencia de audio. Los filtros pasivos no adolecen de tal limitación en frecuencia y pueden usarse hasta frecuencias aproximadamente de 500 MHz. Si se quiere describir el ancho de banda en términos de porcentaje de una cierta frecuencia quedaría representado por la ecuación.

$$AB = 100 * \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (1.15)$$

A continuación en el siguiente capítulo se desarrollará el diseño de un amplificador lineal clase A con transistores MOSFET, así como también filtros pasa banda en la banda HF.

## **CAPITULO 2. DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR LINEAL DE POTENCIA CLASE A CON MOSFET Y DE UN BANCO DE FILTROS PASA BANDAS PARA LA BANDA HF (3-30MHZ).**

Los siguientes apartados de este capítulo explican de manera detallada cada uno de los pasos para el diseño de un Amplificador de potencia y de un banco de filtros pasivos pasa bandas. Es decir, un amplificador de potencia adecuado para funcionar en un sistema de transmisión de clase A y que trabaje en la banda de HF, capaz de amplificar 5 canales de radio teniendo en cuenta que entre cada canal habrá un margen de guarda. Además de realizar las simulaciones correspondientes durante el diseño y su posterior análisis.

Para ello se utilizaron diferentes herramientas de simulación como *ORCAD*, *MULTISIM* y *AWR Microwave Office 2004*.

### **2.1 Diseño de un Amplificador de potencia clase A.**

Una vez diseñado el plano eléctrico del amplificador de potencia a realizar, se pasa a la determinación de los elementos del diseño. Para ello se escogió el transistor *MOSFET* IRF840 como el dispositivo amplificador figura 2.1.

Para la elección de este, se tuvo en cuenta, que operará en un margen de frecuencias entre 3-30 MHz, y que debe ser capaz de manejar un elevado nivel de potencia adecuado a esta finalidad.

### **2.2 Elección del punto de trabajo.**

La figura 2.2 muestra la relación que existe entre voltaje  $V_{GS}$  con la corriente  $i_D$ . Para poder obtener una ganancia de potencia apreciable, se debe determinar con que alimentación  $V_{GS}$  y  $i_D$  va a trabajar el transistor, o lo que es lo mismo polarizar al transistor, para ello, se escoge el punto de operación de tal manera, que para obtener a la salida una potencia de 50 Watt, se necesita una corriente de Drenador  $i_D=1.4$  V (2.7), (2.8).

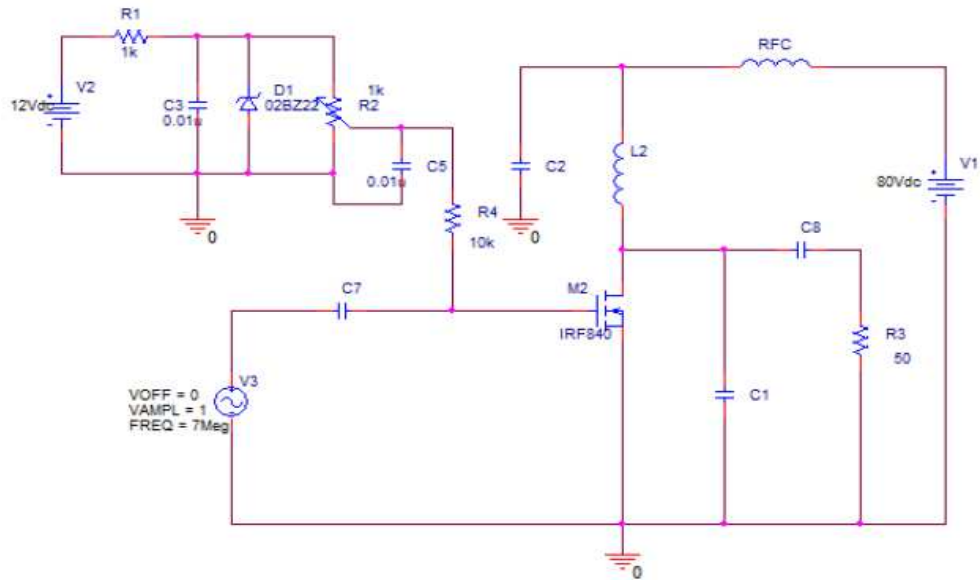


Figura 2.1. Esquema eléctrico del Amplificador de potencia.

Fuente: el autor

Por ello se escoge un voltaje Compuerta-Fuente mayor que el voltaje umbral ( $V_{GS} > V_{Tn}$ ) y muy próximo a la zona de saturación, en este caso es 5.5 V.

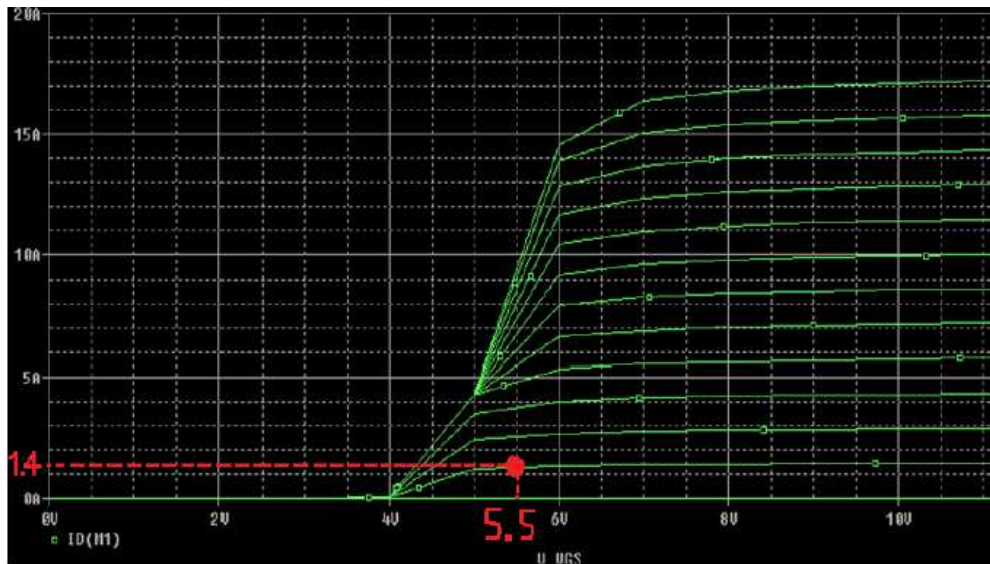


Figura 2.2. Curva  $V_{GS}$ - $i_D$  para fijar el punto de operación del MOSFET IRF840.

Fuente: el autor



### 2.2.1 Circuito de polarización.

Una vez determinado el punto de trabajo y la fuente de alimentación (80 V), se elige el circuito de polarización que permitirá trabajar al transistor en la zona deseada.

La polarización en los amplificadores de potencia con *FETs* (*Field Effect Transistor*), se obtiene fácilmente con una fuente de tensión regulada, mediante un divisor de tensión resistivo ajustable, que desde el punto de vista de corriente continua, actúa como una fuente de corriente constante, de manera que siempre proporcionará la misma corriente y el punto de trabajo no se verá afectado, el valor exacto del voltaje  $V_{GS}$  se obtiene a través del ajuste con el potenciómetro. Este circuito es típico para muchos diseños de amplificadores donde utilizan transistores *MOSFET*.

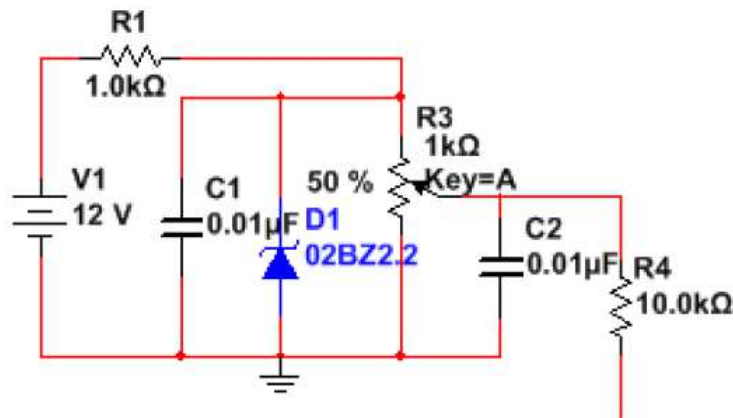


Figura 2.3. Tensión de alimentación regulada

Fuente: el autor

### 2.3 Desacoplo entre la señal de RF y la continua.

En primer lugar, no se puede dejar que ingrese la señal continua por el circuito de RF, ya que podría afectar a los circuitos que estén conectados al nuestro. Y por otro lado, tampoco se puede dejar que la señal de RF llegue a la parte de continua, ya que ésta se podría propagar por los cables de alimentación que debido a su

longitud actuarían como antenas y estarían radiando, afectando a cualquier equipo de RF cercano.

Para evitar estos problemas, se tiene en cuenta que los condensadores a altas frecuencias se comportan como un cortocircuito, dejando pasar la señal de RF; mientras que a bajas frecuencias actúan como un circuito abierto, impidiendo el paso a la señal de continua.

Una vez conocido esto, se calculan los capacitores de desacoplo de entrada y de salida.

$$X_{cb} \leq \frac{R}{10}, cb \geq \frac{1}{\omega * \frac{R}{10}} \geq \frac{1}{2 * 3.14 * 7MHz * \frac{50}{10}} \geq 4.54nF \quad (2.1)$$

El siguiente elemento de choque se encuentra en la unión entre la alimentación y el transistor, donde se tiene una bobina en serie que a bajas frecuencias actúan como cortocircuito, dejando pasar sin problemas la señal de continua, mientras que a altas frecuencias se comportan como un circuito abierto y no permite que la señal de RF llegue a los cables de alimentación.

Esta bobina de Choque RFC representa una alta impedancia frente a la señal de alterna a la frecuencia de operación, evitando la perdida de potencia y se calcula de la siguiente manera:

$$X_{RFC} \geq 10R, RFC \geq \frac{X_{RFC}}{\omega} \geq \frac{10 * 50}{2 * \pi * f_c} \geq \frac{500}{2 * 3.14 * 7MHz} \geq \frac{500\mu}{43.96} \geq 11.37\mu \quad (2.2)$$

#### **2.4 Supresión de armónicos.**

En la primera sección, como parte de analizar el comportamiento del amplificador desde el punto de vista frecuencial, luego de haber diseñado la red de polarización, los elementos de desacoplo y de choque entre la señal de RF y la continua, se diseña un filtro pasivo pasa bajos a la frecuencia de 7 MHz, que permita quedarnos con el ancho de banda deseado.

### 2.4.1 Cálculo de un filtro pasivo LC pasa bajo de orden 3 por *Chebyshev*.

Existen diferentes programas para el diseño de filtros tales como *SVC Filter Designer*, *AWR Microwave Office 2004*, *Genesys*, sin embargo, en el presente trabajo se utilizó *AWR Microwave Office 2004* por considerarlo el más adecuado a este propósito.

*AWR Microwave Office 2004* es un programa que se utiliza para diseñar y simular dispositivos como filtros, osciladores, líneas de transmisión, amplificadores, antenas, etc., posee herramientas como captura del esquemático, *layout* etc.

La figura 2.4 muestra el esquema de un filtro pasa bajo de tercer orden, este se diseñará a la frecuencia de 7 MHz utilizando las ecuaciones de diseño (2.3). Para ello, se toma de la tabla 2.2 los datos correspondientes para calcular cada uno de los elementos del filtro.

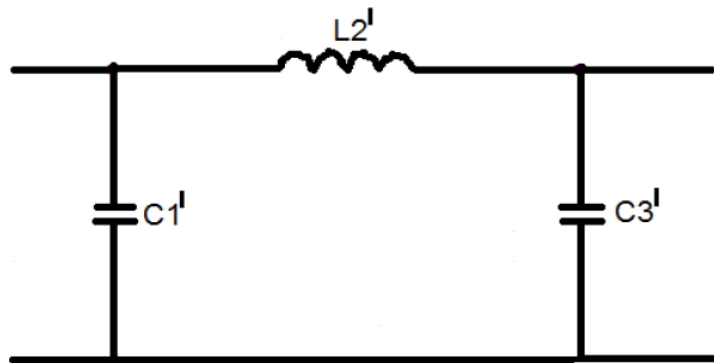


Figura 2.4. Filtro pasa bajo.

Fuente: el autor

$$C' = \frac{C_K}{R_0 * \omega_C} ; L' = \frac{R_0 L_K}{\omega_C} \quad (2.3)$$

**Tabla 2.1. Valores de los elementos normalizados del filtro Chebyshev con ripple 0.5dB.**

Orden impar del filtro N	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000				
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000		
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000

Fuente: el autor

**Tabla 2.2. Datos para el cálculo de los componentes del filtro.**

$f_c$	$\omega_c$	$R_0$	$C_1 = g_1$	$L_2 = g_2$	$C_3 = g_3$
7MHZ	$2\pi f_c$	50 $\Omega$	1.5963	1.0967	1.5963

Fuente: el autor

$$C_1' = \frac{C_1}{R_0 \cdot \omega_c} = \frac{1.5963}{50 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1.5963}{50 \cdot 2 \cdot 3.14 \cdot 7 \text{MHz}} = 726.25 \text{pF} \quad (2.4)$$

$$L_2' = \frac{R_0 L_2}{\omega_c} = \frac{50 \cdot 1.0967}{2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{54.835}{2 \cdot 3.14 \cdot 7 \text{MHz}} = 1.2473 \mu\text{H} \quad (2.5)$$

$$C_3' = \frac{C_3}{R_0 \cdot \omega_c} = \frac{1.5963}{50 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c} = \frac{1.5963}{50 \cdot 2 \cdot 3.14 \cdot 7 \text{MHz}} = 726.25 \text{pF} \quad (2.6)$$

La figura 2.5 muestra la simulación de los valores de  $C_1'$ ,  $L_2'$ ,  $C_3'$  utilizando el programa simulador antes mencionado.

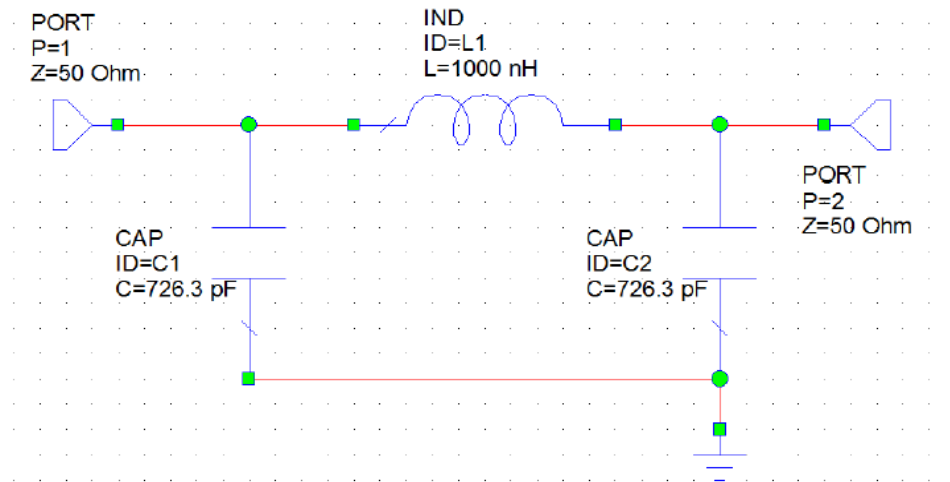


Figura 2.5. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

La figura 2.6 respuesta un filtro paso bajo *Chebyshev* de 3 orden, donde la línea roja indica el parámetro  $S_{11}$  0 pérdida de retorno que está a  $-39\text{dB}$ , mientras que la línea azul indica el parámetro  $S_{12}$  de transmisión que corta a la frecuencia especificada (7 MHz) como muestra de un buen diseño.

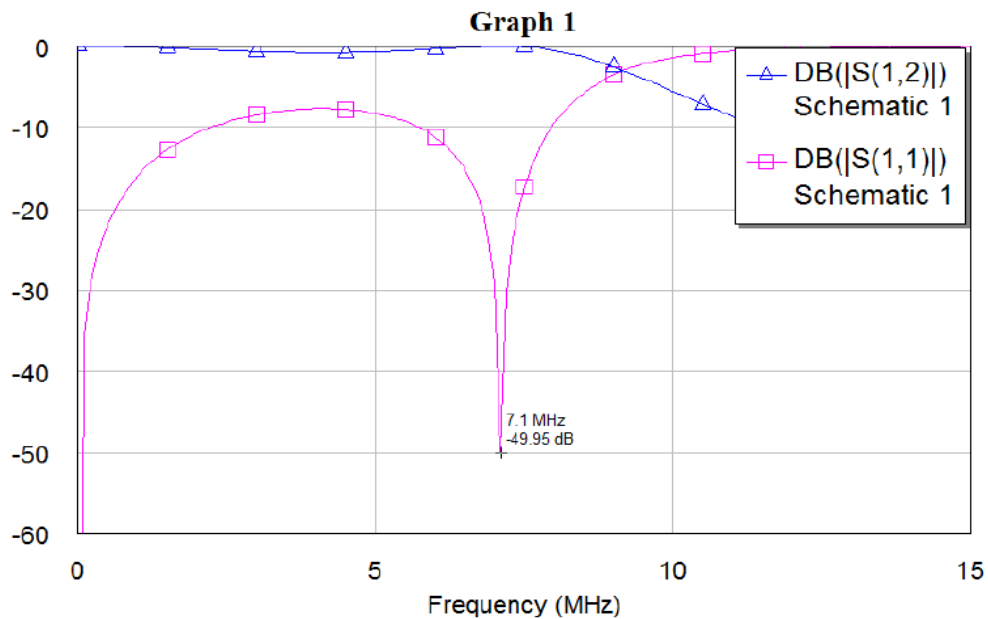


Figura 2.6. Respuesta de los parámetros S del filtro pasa bajo.

Fuente: el autor

## 2.5 Simulación del Amplificador.

Existen varios programas para simular amplificadores como *MULTISIM*, *ORCAD*, *AWR Microwave Office 2004*, en este caso se escogió *ORCAD* por ser una herramienta muy buena para este tipo de aplicación.

Este programa además de simular amplificadores, también permite simulaciones de osciladores, comparadores y otros circuitos electrónicos, da la posibilidad de realizar el *layout*, entre otras cosas.

Luego de haber obtenidos todos los componentes del amplificador, se montó el circuito en el simulador *ORCAD* teniendo en cuenta, que se sustituyó del circuito de polarización antes visto por una fuente de voltaje de corriente directa y una resistencia, además de incorporarle los capacitores de desacoplo, el filtro pasa bajo ya diseñado, así como la bobina de choque como se ilustra en la figura 2.7.

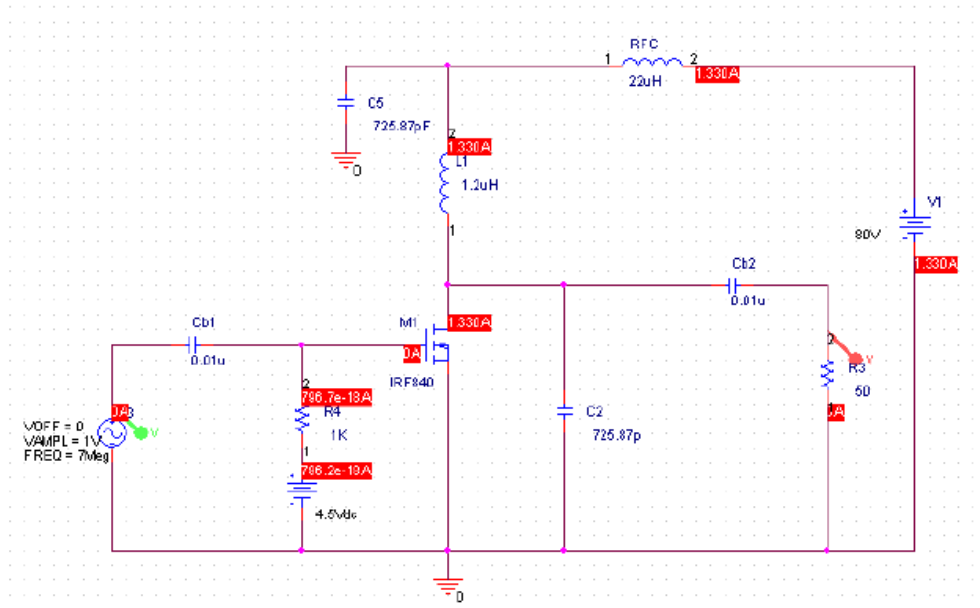


Figura 2.7. Simulación del amplificador en el ORCAD.

Fuente: el autor

La figura 2.8 muestra la respuesta del Amplificador de potencia, donde la línea verde representa la señal de entrada y la línea roja representa la señal de salida,

con 1V de voltaje pico de señal de entrada y 70V de voltaje pico de la señal de salida se obtiene una potencia de salida de 50 W.

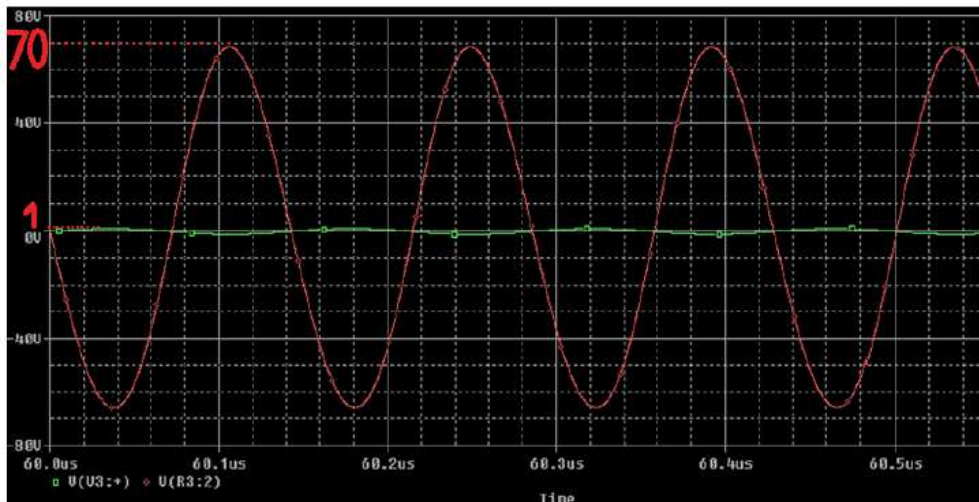


Figura 2.8. Respuesta del Amplificador.

Fuente: el autor

## 2.6 Análisis de eficiencia.

El rendimiento máximo teórico en estos amplificadores clase A es del 50%, esta depende de la potencia de la fuente de alimentación ( $P_{FUENTE}$ ) y la potencia a la salida del amplificador ( $P_{OUT}$ ). En la práctica esta eficiencia o rendimiento se sitúa un poco más abajo (esto quiere decir que la potencia consumida de la fuente, se entrega a la carga un poco menos de la mitad, el resto se pierde en forma de calor en los transistores, por eso se deben colocar en disipadores de calor para protegerlos de su ruptura).

Para el cálculo de la eficiencia ( $\eta$ ), se calculan la ( $P_{OUT}$ ) y la ( $P_{FUENTE}$ ) respectivamente donde  $IDC$  la corriente de directa de la fuente de alimentación,  $ICM$  la corriente de colector máxima,  $VOM$  el voltaje pico de la señal de salida,  $VCC$  el voltaje de la fuente de alimentación y  $R$  la resistencia de carga.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{FUENTE}} \quad (2.7)$$

$$I_{DC} = I_{CM}; I_{CM} = \frac{V_{OM}}{R} = \frac{70V}{50\Omega} = 1.4 A \quad (2.8)$$

$$P_{OUT} = \frac{V_{OM}^2}{2 \cdot R} = \frac{70^2}{2 \cdot 50} = 50 W \quad (2.9)$$

$$P_{FUENTE} = V_{CC} \cdot I_{DC} = 80 V \cdot 1.4 A = 112 W \quad (2.10)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{FUENTE}} = \frac{50 W}{112 W} \cdot 100 = 44.7\% \quad (2.11)$$

## 2.7 Análisis espectral.

La figura 2.9 muestra la simulación del análisis espectral del Amplificador de potencia con el programa *MULTISIM*, y la figura 2.10 se observa claramente como tiene una buena respuesta a la frecuencia de 7 MHz.

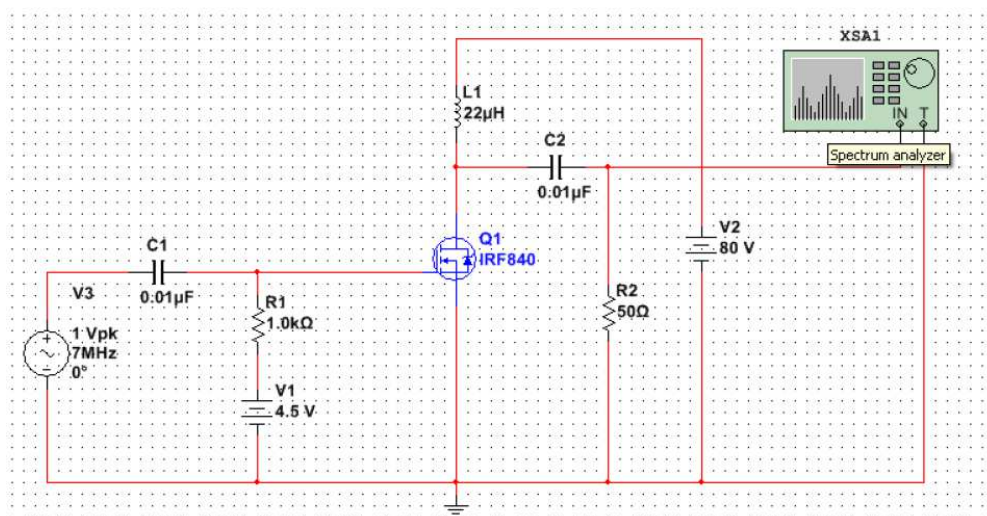


Figura 2.9. Simulación del amplificador con el Analizador de Espectro.

Fuente: el autor



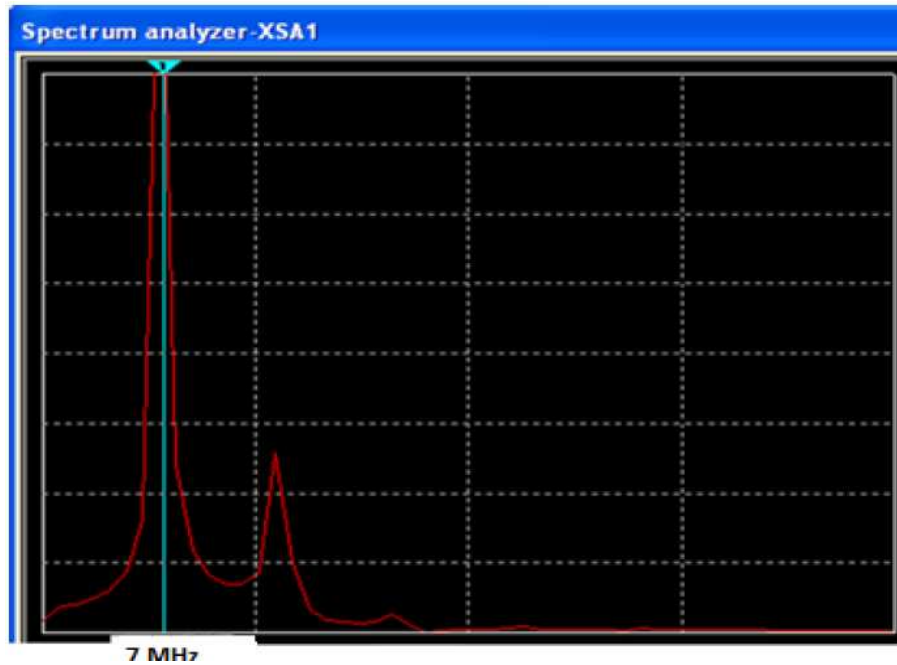


Figura 2.10. Análisis espectral.

*Fuente: el autor*

Quando se le coloca el filtro pasa bajo a la salida el comportamiento frecuencial es mucho mejor, eliminando algunas frecuencias espurias que aparecen a su salida ver figura 2.12.

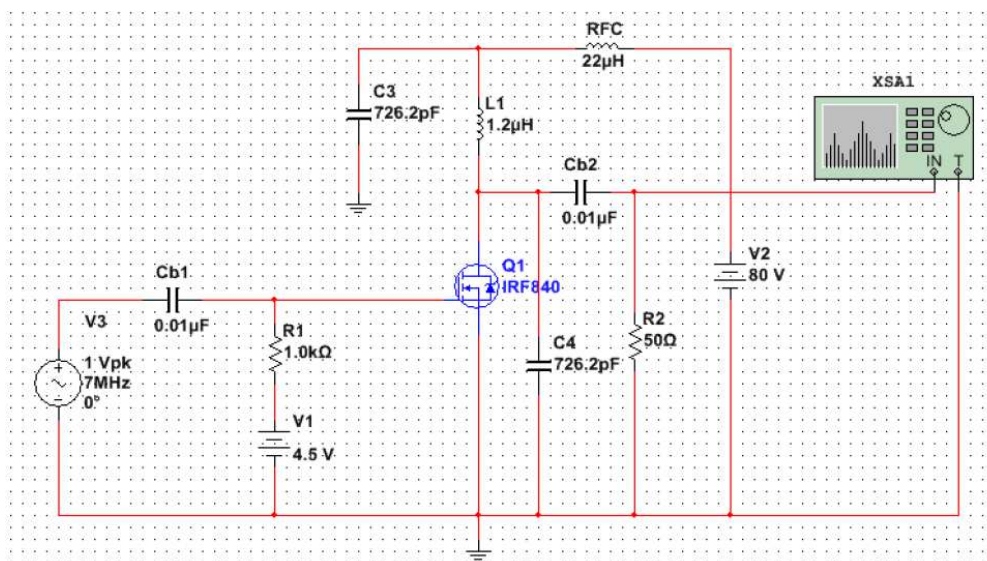


Figura 2.11. Simulación del amplificador con filtro.

*Fuente: el autor*

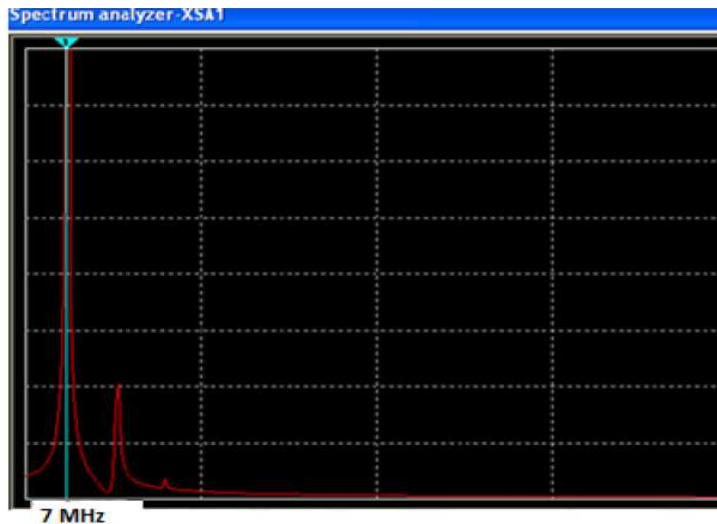


Figura 2.12. Análisis espectral.

Fuente: el autor

## 2.8 Diseño de una carga fantasma de 50 Ω – 10W.

Esta carga fantasma se diseña con el objetivo de medir la potencia del amplificador antes de ser conectado directamente a la antena, ella simula los 50 Ω de impedancia equivalente a los 50 Ω de la antena.

La misma está compuesta por 44 resistencia de 2.2 KΩ puesta en paralelo que son el equivalente a 50 Ω, la cantidad de resistencia es para distribuir la potencia en cada una de ellas ya que una sola o unas pocas no podrían aguantar la potencia de salida del amplificador, en caso de realizar la medición de la potencia con un multímetro se le tiene que incorporar la última parte compuesta por el diodo, la resistencia de 10 K y el capacitor de 10nF cuya función es rectificar la señal de alterna.

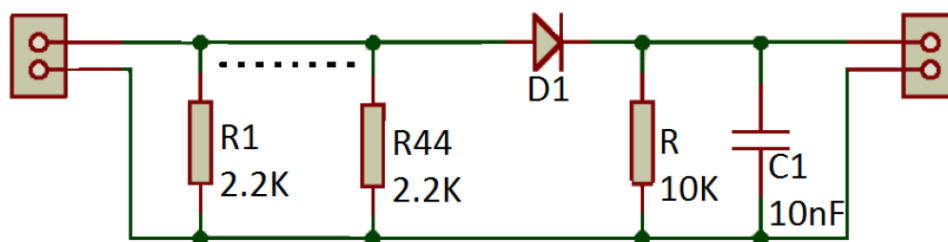


Figura 2.13. Esquema circuital

Fuente: el autor

## 2.9 Diseño de filtros pasivos pasa banda utilizando *Butterworth* de orden 2.

Al igual que en el punto 2.4.1 en el presente trabajo se utilizó *AWR Microwave Office* 2004.

Según la aplicación de este circuito, resulta necesaria una supresión de armónicos de entre -30 dB y -40 dB. Esto se logra complementando el circuito amplificador con una serie de filtros pasivos pasa bandas con el fin de cubrir la banda HF. Para ello se calculan 7 filtros *Butterworth* en las bandas de 1.8 MHz, 3.7 MHz, 7 MHz, 10 MHz, 14 MHz, 18-21 MHz, 24-28MHz.

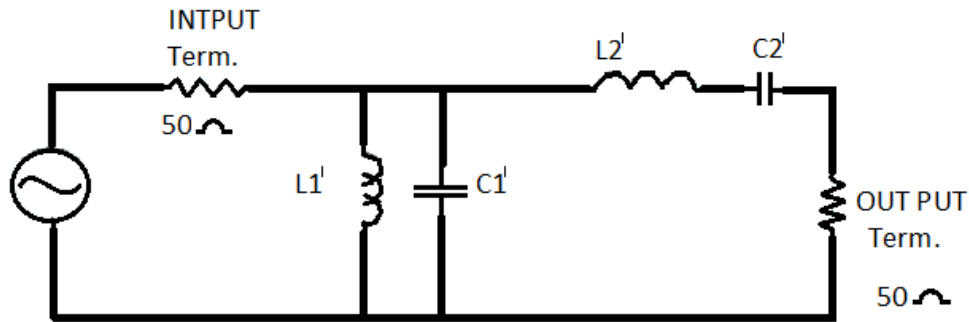


Figura 2.14. Esquema de un filtro pasa banda.

Fuente: el autor

Tabla 2.3. Valores de los elementos normalizados del filtro *Butterworth*.

Orden del filtro N	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$
1	2.0000	1.0000				
2	1.4142	1.4142	1.0000			
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000		
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000	
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000

Fuente: el autor

**Para la frecuencia de 1.8Mhz.**

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.4

*Tabla 2.4. Parámetros para el cálculo del filtro.*

$g_1=L_1$	$g_2=C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2-\omega_1/\omega_0$	50 $\Omega$	1.8 MHz	$\Delta \cdot Z_0 / 2\pi f \cdot C_2$	$C_2 / 2\pi f \cdot \Delta \cdot Z_0$	$L_1 \cdot Z_0 / 2\pi f \cdot \Delta$	$\Delta / 2\pi f \cdot L_1 \cdot Z_0$

*Fuente: el autor*

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{2.625 \text{ MHz} - 0.975 \text{ MHz}}{1.8 \text{ MHz}} = 0.916 \quad (2.12)$$

$$L_1' = \frac{0.916 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 1.8 \cdot 1.4142} = \frac{45.8 \cdot 10^{-6}}{15.98} = 2.86 \mu H \quad (2.13)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 1.8 \cdot 0.916 \cdot 50} = \frac{1.4142 \cdot 10^{-6}}{517.72} = 2728.23 pF \quad (2.14)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 1.8 \cdot 0.916} = \frac{70.71 \cdot 10^{-6}}{10.35} = 6.82 \mu H \quad (2.15)$$

$$C_2' = \frac{0.916 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 1.8 \cdot 1.4142 \cdot 50} = \frac{0.916 \cdot 10^{-6}}{799.30} = 1146 pF \quad (2.16)$$

La figura 2.16 demuestra que la respuesta lograda corresponde a la característica de un filtro paso banda, con frecuencia central situada a 1.8MHz, un ancho de banda de 1.65MHz y una atenuación máxima en el  $|S_{1,1}|$  de -31dB, es decir que puede decirse que el dispositivo se adapta a la frecuencia central (Durán-Sindreu, 2007).

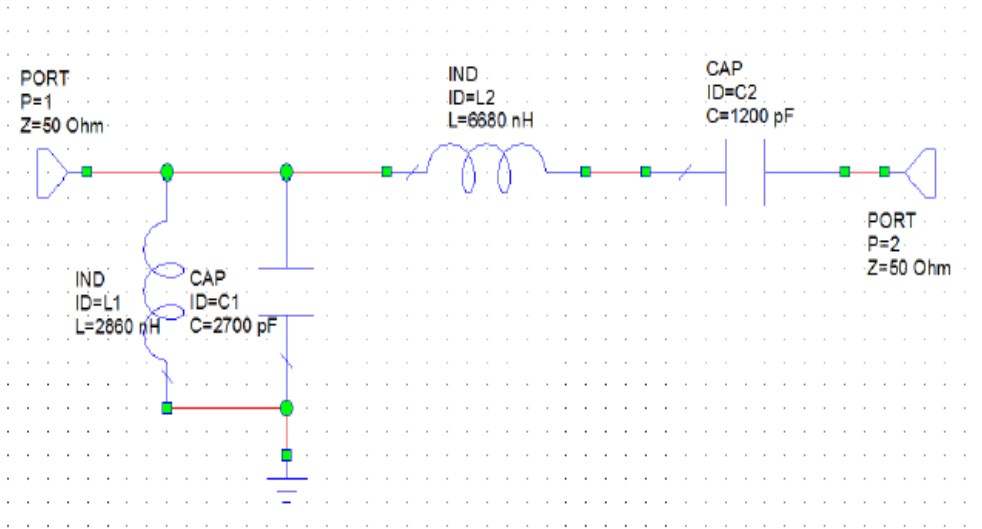


Figura 2.15. Simulación del filtro pasabanda en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

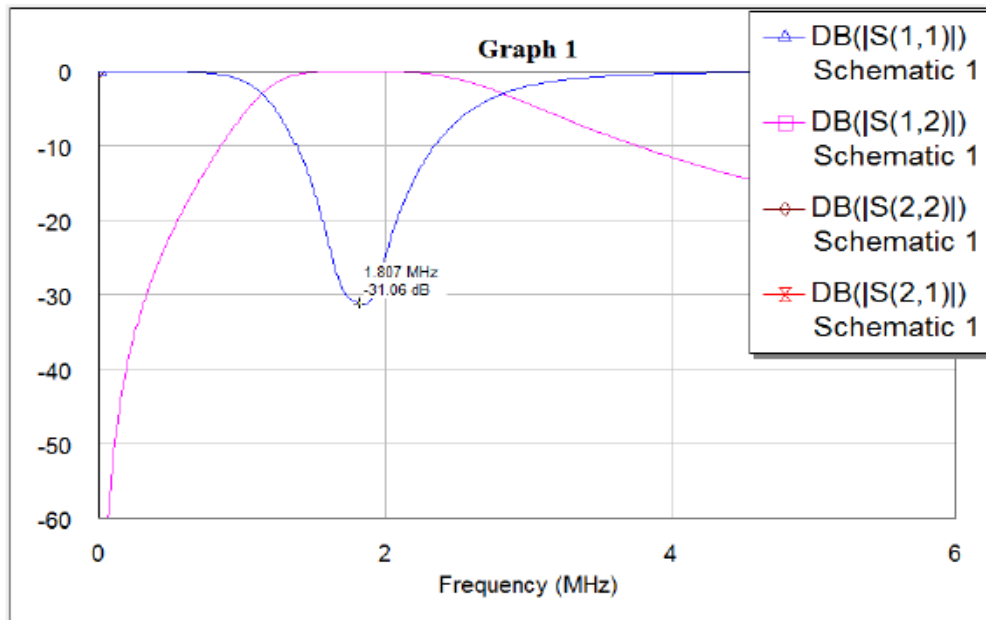


Figura 2.16. Respuesta de los parámetros S del filtro a 1.8 MHz.

Fuente: el autor

**Para la frecuencia de 3.7 MHz.**

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.5

Tabla 2.5. Parámetros para el cálculo del filtro.

g1=L1	g2=C2	$\Delta$	Z0	Frecuencia central	L1'	C1'	L2'	C2'
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50 $\Omega$	3.7 MHz	$\Delta * Z_0 / 2 \pi f * C_2$	$C_2 / 2 \pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2 \pi f * \Delta$	$\Delta / 2 \pi f * L_1 * Z_0$

Fuente: el autor

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{5 \text{ MHz} - 2 \text{ MHz}}{3.7 \text{ MHz}} = 0.85 \quad (2.17)$$

$$L_1' = \frac{0.85 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.7 * 1.4142} = \frac{42.5 * 10^{-6}}{31.8} = 1.336 \mu\text{H} \quad (2.18)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.7 * 0.85 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{934.15} = 1523 \text{ pF} \quad (2.19)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.7 * 0.85} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{18.68} = 3.78 \mu\text{H} \quad (2.20)$$

$$C_2' = \frac{0.85 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.7 * 1.4142 * 50} = \frac{0.85 * 10^{-6}}{1554.20} = 546 \text{ pF} \quad (2.21)$$

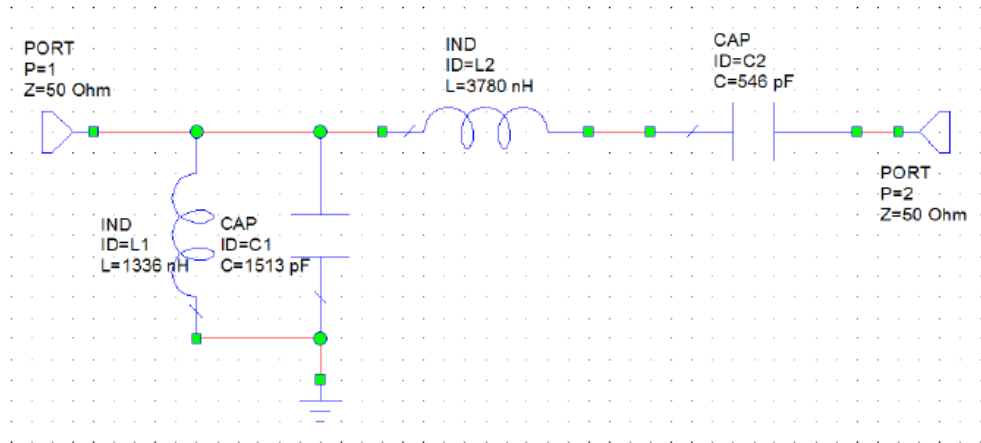


Figura 2.17. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

La figura 2.18 muestra la frecuencia central ubicada a 3.7 MHz, con un ancho de banda de 1.8 MHz. Para éste punto, se tiene una atenuación máxima en el |S11| de -35dB aproximadamente.

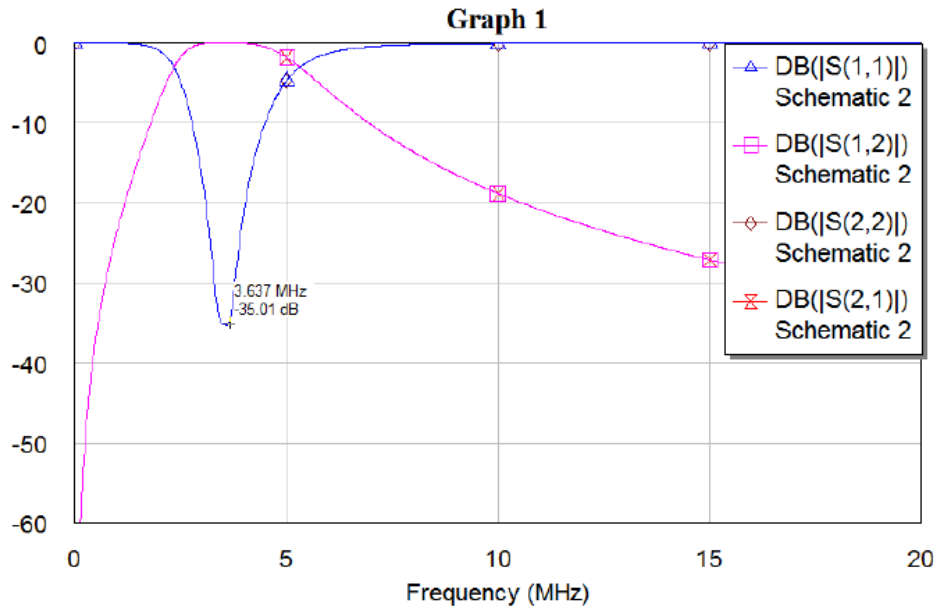


Figura 2.18. Respuesta de los parámetros S del filtro a 3.7MHz.

Fuente: el autor

**Para la frecuencia de 7 MHz.**

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.6

Tabla 2.6. Parámetros para el cálculo del filtro.

$g1=L1$	$g2=C2$	$\Delta$	$Z0$	Frecuencia central	$L1'$	$C1'$	$L2'$	$C2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	7 MHz	$\Delta * Z0 / 2 \pi f * C2$	$C2 / 2 \pi f * \Delta * Z0$	$L1 * Z0 / 2 \pi f * \Delta$	$\Delta / 2 \pi f * L1 * Z0$

Fuente: el autor

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{8.875 \text{ MHz} - 5.125 \text{ MHz}}{7 \text{ MHz}} = 0.53 \quad (2.22)$$

$$L_1' = \frac{0.53 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 7 * 1.4142} = \frac{26.5 * 10^{-6}}{62.16} = 0.43063 \mu H \quad (2.23)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 7 * 0.53 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{1164.94} = 1200.42 pF \quad (2.24)$$

$$L'_2 = \frac{1.4142 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 7 \cdot 0.53} = \frac{70.71 \cdot 10^{-6}}{23.29} = 3.00 \mu H \quad (2.25)$$

$$C'_2 = \frac{0.53 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 7 \cdot 1.4142 \cdot 50} = \frac{0.53 \cdot 10^{-6}}{3108.41} = 172.25 pF \quad (2.26)$$

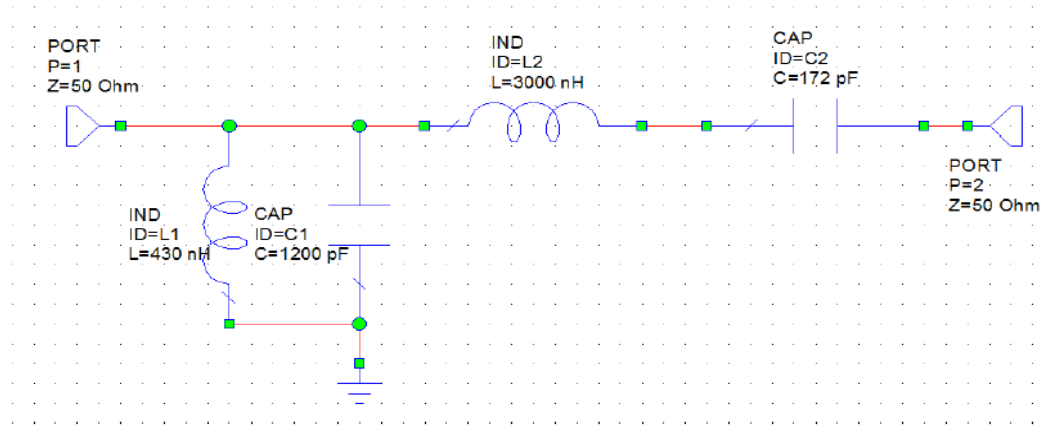


Figura 2.19. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

Se observa en la figura 2.20, que la frecuencia central está ubicada a 7 MHz, con un ancho de banda de 3.75 MHz. Para éste punto, se tiene una atenuación máxima en el  $|S_{11}|$  de -96 dB aproximadamente.

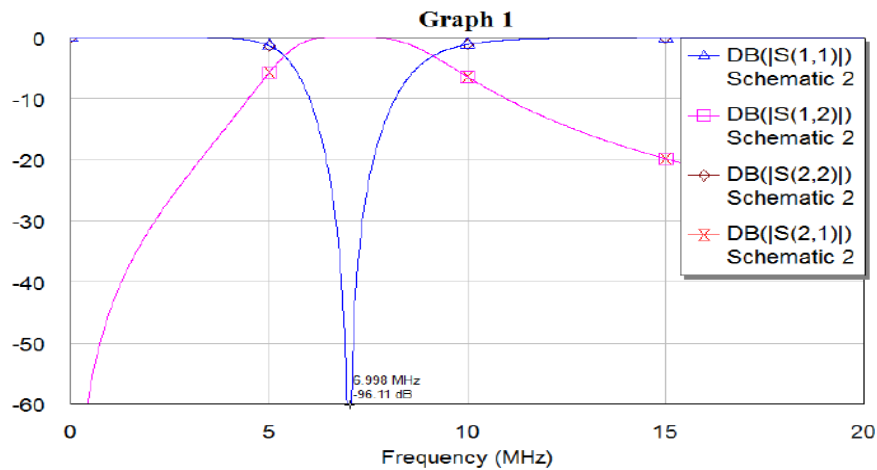


Figura 2.20. Respuesta de los parámetros S del filtro a 7 MHz.

Fuente: el autor

**Para la frecuencia de 10Mhz.**

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.7.



Tabla 2.7. Parámetros para el cálculo del filtro.

$g1=L1$	$g2=C2$	$\Delta$	$Z0$	Frecuencia central	$L1'$	$C1'$	$L2'$	$C2'$
1.4142	1.4142	$\frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0}$	50 $\Omega$	10 MHz	$\frac{\Delta*Z0}{2\pi f*C2}$	$\frac{C2}{2\pi f*\Delta}*Z0$	$\frac{L1*Z0}{2\pi f*\Delta}$	$\frac{\Delta}{2\pi f*L1*Z0}$

Fuente: el autor

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{11 \text{ MHz} - 8 \text{ MHz}}{10 \text{ MHz}} = 0.3 \quad (2.27)$$

$$L'_1 = \frac{0.3 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 1.4142} = \frac{15 * 10^{-6}}{88.1} = 0.168 \mu H \quad (2.28)$$

$$C'_1 = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 0.3 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{942} = 1500 \text{ pF} \quad (2.29)$$

$$L'_2 = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 0.3} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{18.84} = 3.75 \mu H \quad (2.30)$$

$$C'_2 = \frac{0.3 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 1.4142 * 50} = \frac{0.3 * 10^{-6}}{4440.58} = 67.5 \text{ pF} \quad (2.31)$$

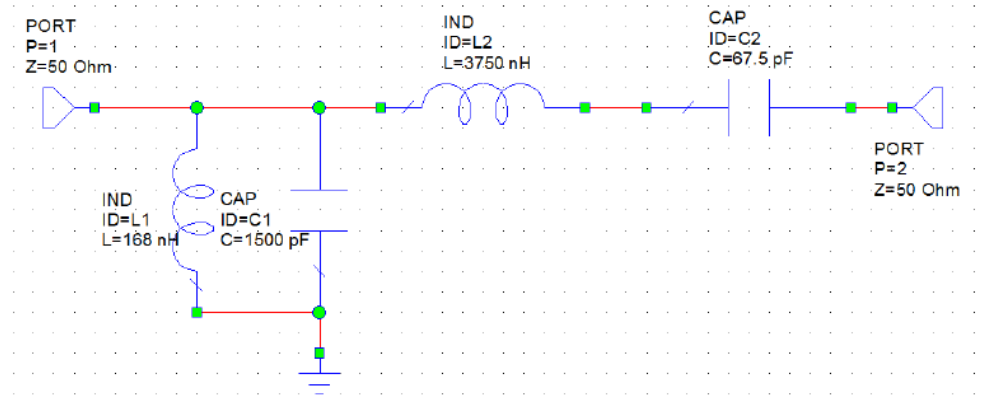


Figura 2.21. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

Se aprecia en la figura 2.22, que la frecuencia central está ubicada a los 10 MHz como fue diseñada, con un ancho de banda de 3 MHz. Para éste punto, se tiene una atenuación máxima en el  $|S_{11}|$  de -39 dB aproximadamente.

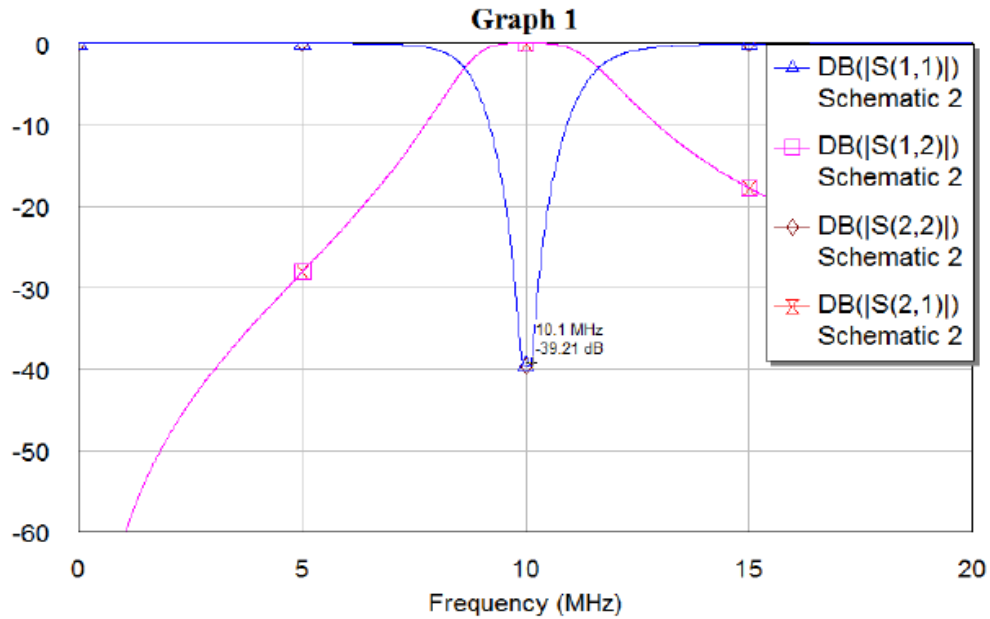


Figura 2.22. Respuesta de los parámetros S del filtro a 10MHz.

Fuente: el autor

Para la frecuencia de 14 MHz.

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.8.

Tabla 2.8. Parámetros para el cálculo del filtro.

$g1=L1$	$g2=C2$	$\Delta$	$Z0$	Frecuencia central	$L1'$	$C1'$	$L2'$	$C2'$
1.4142	1.4142	$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$	50Ω	14 MHz	$\frac{\Delta * Z0}{2 * \pi f * C2}$	$\frac{C2}{2 * \pi f * \Delta * Z0}$	$\frac{L1 * Z0}{2 * \pi f * \Delta}$	$\frac{\Delta}{2 * \pi f * L1 * Z0}$

Fuente: el autor

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{16 \text{ MHz} - 11 \text{ MHz}}{14 \text{ MHz}} = 0.36 \quad (2.32)$$

$$L_1' = \frac{0.36 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 14 * 1.4142} = \frac{18 * 10^{-6}}{124.33} = 0.1447 \mu H \quad (2.33)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 14 * 0.36 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{1582.56} = 893.6 \text{ pF} \quad (2.34)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 14 * 0.36} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{31.65} = 2.23 \mu H \quad (2.35)$$

$$C_2' = \frac{0.36 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 14 \cdot 1.4142 \cdot 50} = \frac{0.36 \cdot 10^{-6}}{6216.82} = 57.08 \text{ pF} \quad (2.36)$$

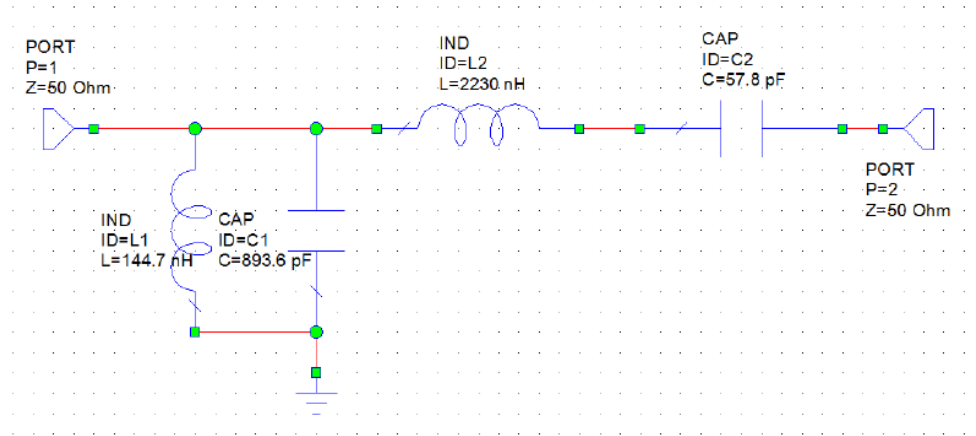


Figura 2.23. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

La figura 2.24 muestra, la frecuencia central ubicada a 14 MHz, con un ancho de banda de 4.1 MHz. Para éste punto, se obtuvo una atenuación máxima en el  $|S_{11}|$  de -44dB aproximadamente.

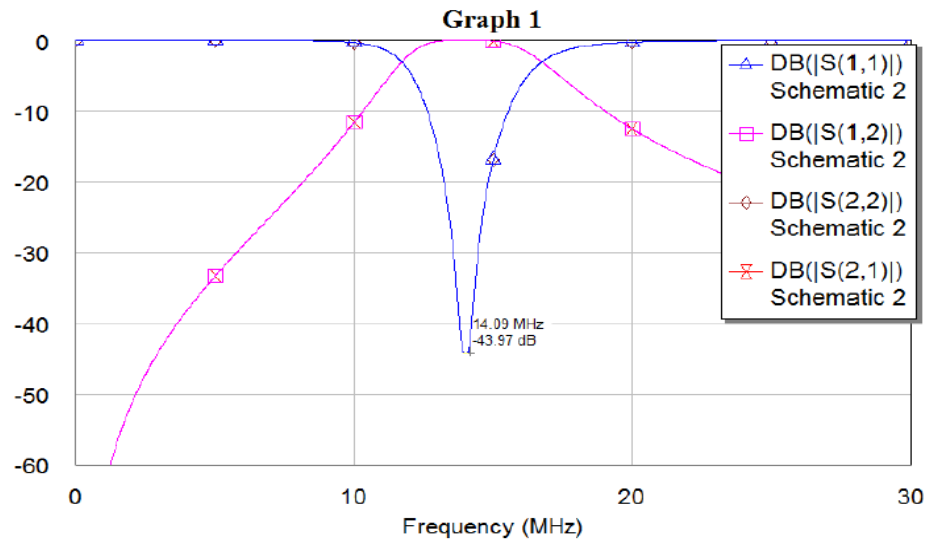


Figura 2.24. Respuesta de los parámetros S del filtro a 14MHz.

Fuente: el autor

**Para el rango de frecuencias de 18-21 MHz.**

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.9.

**Tabla 2.9. Parámetros para el cálculo del filtro.**

g1=L1	g2=C2	$\Delta$	Z0	Frecuencia central	L1'	C1'	L2'	C2'
1.4142	1.4142	$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$	50 $\Omega$	19.5 MHz	$\frac{\Delta * Z_0}{2\pi f * C_2}$	$\frac{C_2}{2\pi f * \Delta} * Z_0$	$\frac{L_1 * Z_0}{2\pi f} * \Delta$	$\frac{\Delta}{2\pi f} * L_1 * Z_0$

Fuente: el autor

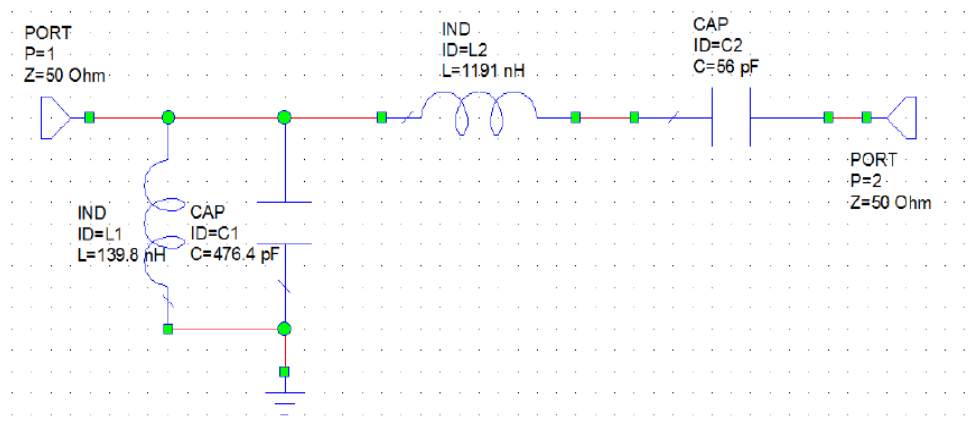
$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{24.225 \text{ MHz} - 14.775 \text{ MHz}}{19.5 \text{ MHz}} = 0.48 \quad (2.37)$$

$$L'_1 = \frac{0.48 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 1.4142} = \frac{24 * 10^{-6}}{173.18} = 0.13984 \mu\text{H} \quad (2.38)$$

$$C'_1 = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 0.48 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2939.04} = 476.35 \text{ pF} \quad (2.39)$$

$$L'_2 = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 0.48} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{58.78} = 1.19 \mu\text{H} \quad (2.40)$$

$$C'_2 = \frac{0.48 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 1.4142 * 50} = \frac{0.48 * 10^{-6}}{8659.14} = 55.93 \text{ pF} \quad (2.41)$$



**Figura 2.25. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.**

Fuente: el autor

En la figura 2.26 se aprecia, la frecuencia central ubicada a 19.5 MHz, con un ancho de banda de 9.45 MHz. Para éste caso, a los 18 y 21 MHz, se obtuvo una atenuación máxima en el  $|S_{11}|$  de -20 dB aproximadamente.

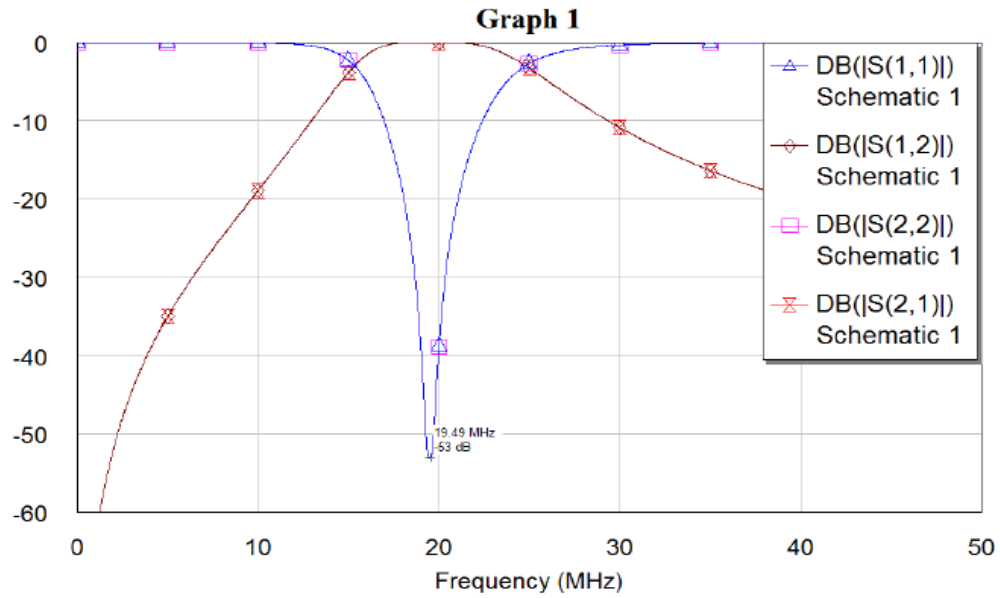


Figura 2.26. Simulación de los parámetros S del filtro a 18-21MHz.

Fuente: el autor

**Para el rango de frecuencias de 24-28 MHz.**

Los componentes del filtro se calculan utilizando los datos de la tabla 2.10.

Tabla 2.10. Parámetros para el cálculo del filtro.

$g1=L1$	$g2=C2$	$\Delta$	$Z0$	Frecuencia central	$L1'$	$C1'$	$L2'$	$C2'$
1.4142	1.4142	$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$	$50\Omega$	26 MHz	$\frac{\Delta * Z0}{2\pi f * C2}$	$\frac{C2}{2\pi f * \Delta * Z0}$	$\frac{L1 * Z0}{2\pi f * \Delta}$	$\frac{\Delta}{2\pi f * L1 * Z0}$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{30.5 \text{ MHz} - 21.5 \text{ MHz}}{26 \text{ MHz}} = 0.35 \quad (2.42)$$

$$L_1' = \frac{0.35 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 26 * 1.4142} = \frac{17.5 * 10^{-6}}{1230.91} = 0.0757 \mu\text{H} \quad (2.43)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 26 * 0.35 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2857.4} = 494.9 \text{ pF} \quad (2.44)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 26 \cdot 0.48} = \frac{70.71 \cdot 10^{-6}}{57.148} = 1.237 \mu H \quad (2.45)$$

$$C_2' = \frac{0.35 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3.14 \cdot 26 \cdot 1.4142 \cdot 50} = \frac{0.35 \cdot 10^{-6}}{11545.52} = 30 pF \quad (2.46)$$

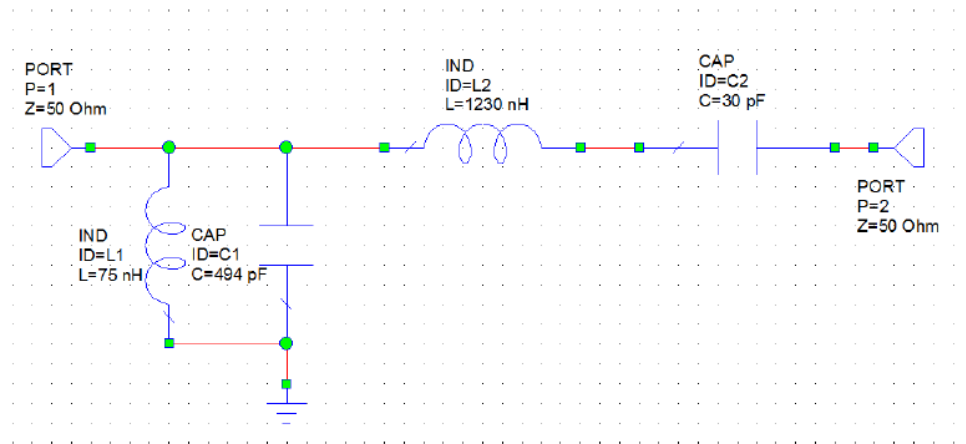


Figura 2.27. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Fuente: el autor

La figura 2.28 muestra, la frecuencia central ubicada a 26 MHz, con un ancho de banda de 9 MHz. Para éste caso, a los 24 y 28 MHz, se obtiene una atenuación máxima en el  $|S_{11}|$  de -43 dB aproximadamente.

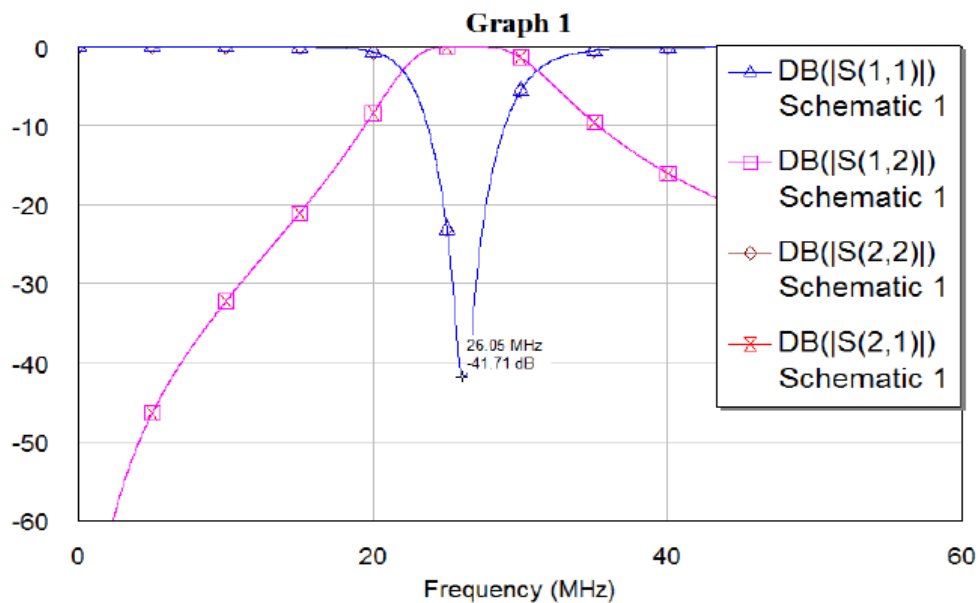


Figura 2.28. Respuesta de los parámetros S del filtro a 24-28MHz.

Fuente: el autor

## CONCLUSIONES

- ✓ Se realizó el diseño de un Amplificador de Potencia multibanda para RF utilizando transistores MOSFET.
- ✓ Se comprobó a través del programa de simulación MULTISIM 12.0 el correcto diseño del amplificador de potencia. Adicionalmente se comprobó en el analizador de espectro la correcta construcción de la carga de  $50 \Omega$  a través de la carta de *Smith*.
- ✓ Se realizó el diseño de un banco de filtro pasivos pasa bandas para la banda HF (3-30 MHz) y se comprobó a través de la simulación el correcto diseño del banco de filtros. Además, Se verificó con la medición el correcto diseño de los filtros.
- ✓ Con el cumplimiento de los tres objetivos específicos declarados en este trabajo de investigación, de acuerdo a lo indicado en las conclusiones anteriores, se puede concluir que se ha cumplido el objetivo general, esto es la realización del diseño de un Amplificador de Potencia así como filtros pasivos que eliminen posibles Armónicos que afecten la calidad de la señal.

## RECOMENDACIONES

- ✓ Profundizar en el estudio de los amplificadores con transistores *MOSFET* y diseñar un amplificador clase B para mejorar la eficiencia y mantener la linealidad.
- ✓ Estudiar otros diseños de filtros con el objetivo de mejorar la respuesta de los parámetros S.
- ✓ Trabajar en otros rangos de frecuencia para comprobar la respuesta de los amplificadores y filtros.
- ✓ Profundizar el estudio de los filtros pasivos como solución para eliminar los posibles Armónicos que afecten la calidad de la señal.



## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Asbeck, P. (1999). Device and circuit approaches for next-generation wireless communications. *Microwave J.*, 42(2), 22-42.
- Documents.mx. (s.f.). *Como funciona un circuito de filtro pasa banda*. Obtenido de Documents.mx: <http://documents.mx/download/link/cuestionario-5668dbc404332>
- Durán-Sindreu, M. (15 de Junio de 2007). *Diseño e implementación de un filtro paso banda de banda estrecha con topología interdigital a frecuencias UHF y microondas*. Obtenido de Universidad Autonoma de Barcelona: <http://docplayer.es/7729330-Diseno-e-implementacion-de-un-filtro-paso-banda-de-bandaestrecha->
- George, J., & Matthaei, L. (1964). *Microwave Filters, impedance Matching Networks, and couplig structure*. New York: Mc-Graw-Hill.
- Gonzalez, G. (1984). *Microwave transistor amplifiers analysis and design*. Prentice-Hall, Inc. New Jersey.
- Hong, J.-S. (2011). *Microstrip filters for RF/microwave applications* (2nd ed.). New Jersey: John Wiley & Sons.
- Hong, J.-S., & Lancaster, M. (2000). Design of highly selective microstrip bandpass filters. *IEEE Trans. MTT-48*, 1098-1107.
- Hong, J.-S., & Tang, W. (2009). Dual-band filter based on non-degenerate dual-mode slow-wave. *IEEE MTT-S Dig*, 861-864.
- Irwin, D. (1991). *Análisis básico de circuitos en ingeniería*. (5ta ed.). Prentice-Hall, Hispanoamericana, S.A.
- Kurzok, R. M. (1996). General four-resonator filters at microwave frequencies. *IEEE Trans. MTT-14*, 296-5-296.
- Lancaster, J. (2001). *Microstrip Filters For RF/Microwave applications*. New York.
- Leblebici, Y. (2003). *CMOS Digital Integrated Circuits*.
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering* (4th ed.). USA: JohnWiley & Sons, Inc.
- Ralph, L., Richard, V., Synder , & Matthaei, L. G. (2002). Design of microwave filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and*, 50(3), 783-793.
- RODAS. (s.f.). *Síntesis de filtros pasivos*. Obtenido de Repositorio de Objetos de Aprendizaje de la Universidad de Sevilla: [https://rodas5.us.es/file/cf0a2e2a-a985-2f68-1d92-0a5f068b84ca/1/tema4\\_SCORM.zip/](https://rodas5.us.es/file/cf0a2e2a-a985-2f68-1d92-0a5f068b84ca/1/tema4_SCORM.zip/)
- Steer, M. (2010). *Microwave and RF Design*. (D. R. Kay, Ed.) North Carolina, USA: SciTech Publishing.

## **GLOSARIO**

BLU	Banda Lateral Única, SSB Single Side Band
FET	Transistor de Efecto de campo, Field Effect Transistor
HF	Alta Frecuencia, High Frequency
MOS	Semiconductor de Óxido Metálico, Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
RF	Radio Frecuencia
SDR	Radios Definidos por Software, Software Defined Radio

## DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Yunda Pancho César Eduardo**, con C.C: # **1709765257** autor/a del trabajo de titulación: **Diseño de un Amplificador de potencia multibanda de HF con filtros de eliminación de armónicos** previo a la obtención del título de **Magíster en Telecomunicaciones** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

**Guayaquil, a los 20 días del mes Julio año 2017**

f. \_\_\_\_\_

Nombre: **Yunda Pancho César Eduardo**

C.C: **1709765257**



<b>REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA</b>			
<b>FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN</b>			
<b>TÍTULO Y SUBTÍTULO:</b>	Diseño de un Amplificador de potencia multibanda de HF con filtros de eliminación de armónicos		
<b>AUTOR(ES)</b>	Yunda Pancho César Eduardo		
<b>REVISOR(ES)/TUTOR</b>	MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Luis Córdova Rivadeneira / MSc. Manuel Romero Paz		
<b>INSTITUCIÓN:</b>	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
<b>FACULTAD:</b>	Sistema de Posgrado		
<b>PROGRAMA:</b>	Maestría en Telecomunicaciones		
<b>TITULO OBTENIDO:</b>	Magister en Telecomunicaciones		
<b>FECHA DE PUBLICACIÓN:</b>	<b>Guayaquil, a los 20 días del mes Julio año 2017</b>	<b>No. DE PÁGINAS:</b>	<b>68</b>
<b>ÁREAS TEMÁTICAS:</b>	SDR, Amplificador de Potencia, Filtros de RF, MOSFET, Simulación de amplificadores y filtros, Análisis Espectral		
<b>PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:</b>	SDR, Amplificador de Potencia, Filtros de RF, MOSFET, Radiofrecuencia, HF		
<b>RESUMEN/ABSTRACT:</b>	En este trabajo se expone, los fundamentos teóricos de los amplificadores de potencia y los filtros así como aspectos relacionados con el diseño y simulación de un amplificador de potencia clase A para RF (radiofrecuencia), en el cual se utiliza el transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) como elemento amplificador, también se presenta el diseño y la simulación de una serie de filtros pasivos pasa bandas que puedan eliminar posibles armónicos que afecten la calidad de la señal, estos dos elementos componen la etapa final de hardware necesario para implementar sistemas de Radios Definidos por Software (SDR).		
<b>ADJUNTO PDF:</b>	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
<b>CONTACTO CON AUTOR/ES:</b>	<b>Teléfono:</b> +593-993972646	<b>E-mail:</b> cesar_yunda@yahoo.com	
<b>CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE)::</b>	<b>Nombre:</b> Romero Paz Manuel de Jesús		
	<b>Teléfono:</b> +593-994606932		
	<b>E-mail:</b> manuel.romero@cu.ucsg.edu.ec		
<b>SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA</b>			
<b>Nº. DE REGISTRO (en base a datos):</b>			
<b>Nº. DE CLASIFICACIÓN:</b>			
<b>DIRECCIÓN URL (tesis en la web):</b>			