

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

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

**Autor: Enmanuel Fajardo Paneque**

**Tutor:(MSc. Ing.) FIDEL V. GIRO URIBAZO**

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

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

**Autor: Enmanuel Fajardo Paneque**

enmanuel.fajardo@tle.fie.uo.edu.cu

**Tutor: MSc.Ing. Fidel V. Giró Uribazó**

Departamento de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería Eléctrica

fgiro@fie.uo.edu.cu

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**



### **COMPROMISO DEL AUTOR**

Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

---

Firma del Autor

## PENSAMIENTO

“Si buscas resultados distintos no hagas siempre lo mismo”

Albert Einstein

## DEDICATORIA

A mis padres y mis hermanos por ser las personas más importantes de mi vida, por ser la razón de mi esfuerzo y por dedicar sus vidas para hacer de mi lo que soy hoy.

A mis amigos Raisel y Delian por ser ustedes mis hermanos, y mi confianza.

A todos aquellos que me miran con buenos ojos y con ganas de que siempre prospere en la vida.

## AGRADECIMIENTOS

A mi madre Josefa por siempre estar a mi lado cuando la necesito, por su cariño, su preocupación, su ternura, sus consejos y ese infinito amor que brota de ella, que de una manera especial la hace ser la mejor, gracias por traerme a la vida, te quiero.

A mi padre William por estar siempre dispuesto a ayudarme, por ser mi guía, por su amor de padre y su paciencia, gracias.

A mis hermanos William y Rafael por la gran influencia que ha sido en mi vida, por su amor incondicional y por ser mis eternos amigos, gracias.

A mis amigos en especial Raisel, Loquillo, Delian por su apoyo y por hacerme ver el valor incondicional de la amistad, gracias.

A mi tutor MSc. Fidel Giró por su dedicación y paciencia, por brindarme su ayuda y apoyo. Por aportar conocimientos para mi vida futura, muchas gracias.

A mis compañeros de aula que nunca voy a olvidar, Loquillo, Miló, Jorge, gracias por ser mi equipo.

A todos aquellos que de una manera u otra han hecho posible este momento como mis compañeros de estudios, profesores, amigos de barrio, en fin a todos que estuvieron presentes en algún momento de mi vida.

## 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*(*Field Effect Transistor Metal Oxide Semiconductor*) 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*).

Se realizó mediciones a filtros empleando el analizador de espectros FSH8, que permitió apreciar el comportamiento de los parámetros S, obteniéndose valores próximos a los obtenidos en simulación.

**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).*

*Measurements were performed on filters using the spectrum analyzer, It made it possible to appreciate the behavior of S parameters, obtaining close to those values in simulation.*

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

# ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	11
CAPITULO 1 . ANÁLISIS TEÓRICO DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA Y DE FILTROS	14
1.1.1 Amplificador de Potencia .....	14
1.1.2 Clase de Amplificadores.....	14
1.1.3 Amplificador clase A.....	14
1.2 MOSFET de enriquecimiento canal N.....	15
1.3 El MOSFET como Amplificador.....	21
1.3.1 Modelo en pequeña señal de un NMOS(estática).....	22
1.4 MOSFETs de potencia versus transistores bipolares.....	23
1.5 Distorsiones.....	24
1.6 Definición de filtro.....	25
1.7 Tipos de filtros.....	25
1.7.1 Filtros pasa bajo.....	25
1.7.2 Filtros pasa banda.....	26
1.8 Filtros reales.....	27
1.9 Clases de filtros.....	27
1.9.1 Filtro Butterworth.....	27
1.9.2 Filtro Chebyshev.....	27
1.9.3 Relacion entre anchos de banda Butterworth y Chebyshev.....	27
1.10 Filtros pasivos.....	28
1.11 Parámetros de los filtros.....	28
CAPITULO 2 . DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN AMPLIFICADOR LINEAL DE POTENCIA CLASE A CON MOSFET Y DE UN BANCO DE FILTROS PASA BANDAS PARA LA BANDA HF (3-30MHZ).....	30
2.1 Diseño de un Amplificador de potencia clase A.....	30
2.2 Elección del punto de trabajo.....	31
2.2.1 Circuito de polarización.....	32
2.3 Desacoplo entre la señal de RF y la continua.....	32
2.4 Supresión de armónicos.....	33

2.4.1	Cálculo de un filtro pasivo LC pasa bajo de orden 3 por <i>Chebyshev</i> .....	33
2.5	Simulación del Amplificador .....	36
2.6	Análisis de eficiencia .....	37
2.7	Análisis espectral .....	38
2.8	Montaje físico del Amplificador .....	40
2.9	Diseño de una carga fantasma de $50 \Omega - 10W$ .....	40
2.10	Diseño de filtros pasivos pasa banda utilizando <i>Butterworth</i> de orden 2 .....	41
2.11	Montaje de los filtros .....	53
2.12	Medición .....	54
2.12.1	Caracterización de los filtros. ....	54
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....		62
Referencias Bibliográficas .....		63
GLOSARIO DE TÉRMINOS .....		64

## 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, 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* 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.

Esto es lo que se conoce como Radio Definido por Software, la cual agrupa las técnicas empleadas para sustituir a los elementos analógicos de un radio por equivalentes de software.

La *SDR* supone realizar un Amplificador de Potencia con el fin de elevar el nivel de potencia la señal de entrada, que en conjunto con un banco de filtros conformaran 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 utilizan el transistor *MOSFET* 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.

### **Antecedentes del problema**

En el Departamento de Telecomunicaciones dentro de la Disciplina de Radiocomunicaciones se ha venido trabajando en el estudio e implementación de dispositivos de radiocomunicaciones definidos por software, como resultado de esto se logró el diseño, simulación e implementación y puesta en funcionamiento de un Amplificador de potencia multibanda para operar la banda de *HF* principalmente al igual que un banco de filtros pasivos pasa bandas para eliminar posibles frecuencias que afecten la calidad de la señal.

### **Problema a resolver**

En el Departamento de Telecomunicaciones se desea 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 Tecnología de Radio Definido por Software

### **Objetivos**

Los Realizar diseño, implementación de un Amplificador de potencia así como filtros pasivos que eliminen posibles Armónicos que afecten la calidad de la señal.

### **Objetivos**

- ✓ 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*.
- ✓ Implementar el montaje físico de los componentes del Amplificador.
- ✓ Construir una carga fantasma de  $50 \Omega$  para comprobar la potencia del Amplificador

- ✓ Diseñar y simular un banco de filtro pasivos pasa bandas para la banda HF (3-30 MHz).
- ✓ Realizar el montaje de los componentes de los filtros.
- ✓ Medición de los parámetros S del banco de filtros.

**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 al Departamento de Telecomunicaciones de un trabajo que profundice en este tema para su aplicación en futuras investigaciones y experimentación de la tecnología de *SDR*.

## 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.

### 1.1.1 Amplificador de Potencia

Un Amplificador de potencia 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 [1].

### 1.1.2 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 [2].

### 1.1.3 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 un clase B y mucho mayor que un clase C [2].

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* y multimodo.

## 1.2 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 ( $n^+$ ).

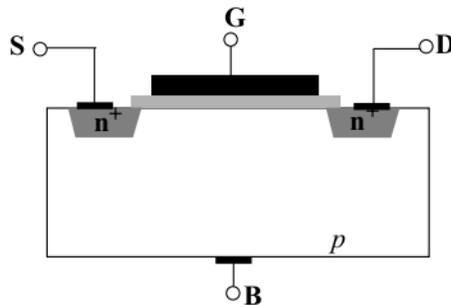


Figura 1.1. Estructura MOSFET de Canal N[3].

Los terminales que componen a 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 nos informa sobre el sentido de la corriente.

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

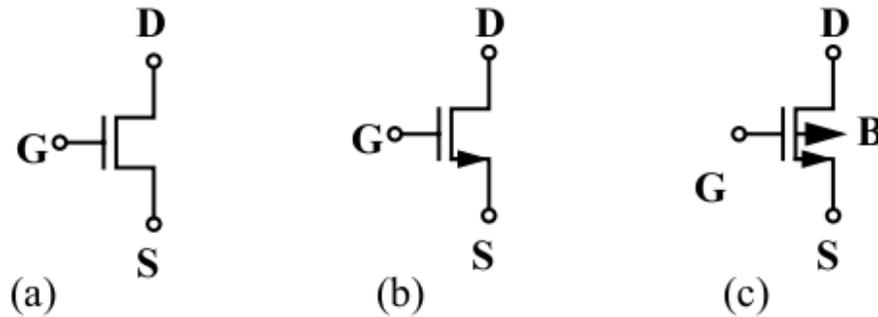


Figura 1.2. Símbolos para el transistor Canal N[3].

Se considera la estructura MOS de la figura 1.3. En ella aparecen diversas fuentes de tensión polarizando los diversos terminales  $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  (tensión Compuerta Fuente, 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.

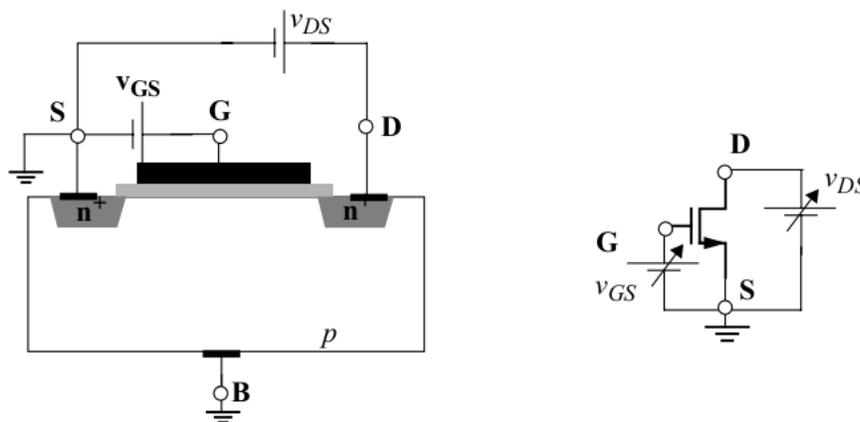


Figura 1.3. Estructura MOS polarizada[3].

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.

$$V_{GS} = 0 \rightarrow i_{DS} = 0 \quad (1.2)$$

La tensión  $V_{GS}$  crea la zona de empobrecimiento o depleción en el canal. Se genera carga eléctrica negativa en el canal debida 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  $i_{DS}$  distinto de cero, si  $V_{DS}$  es no nulo. Se dice que el transistor opera en inversión fuerte.

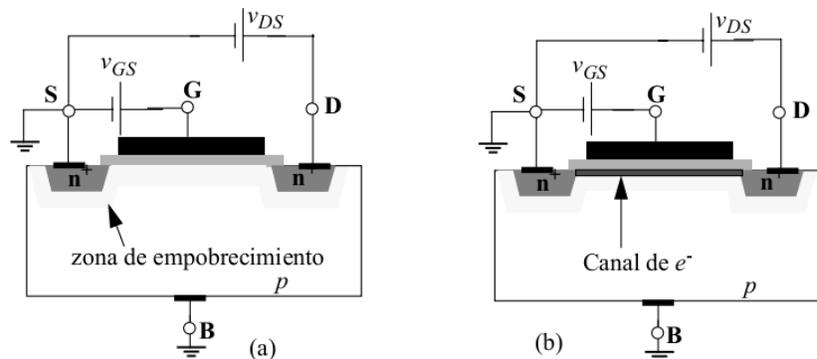


Figura 1.4. (a) Polarización para el Canal en inversión débil (b) inversión fuerte[3].

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.

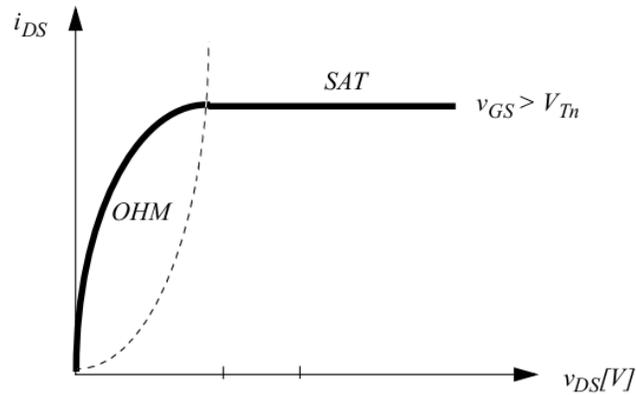


Figura 1.5. Características I-V del transistor MOS canal N[3].

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  $V_{DS}$ .

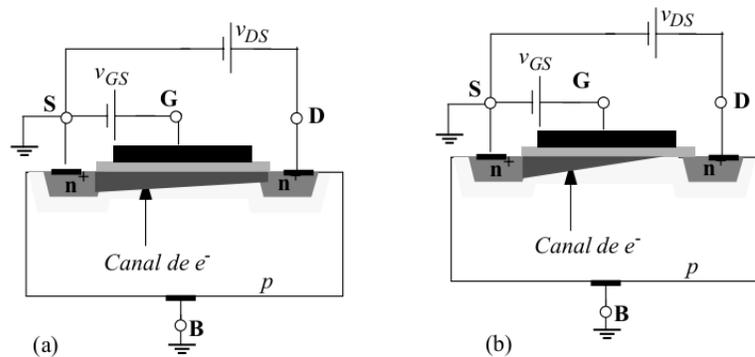


Figura 1.6. Polarización en inversión fuerte (a) región óhmica (b) región saturación[3].

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.

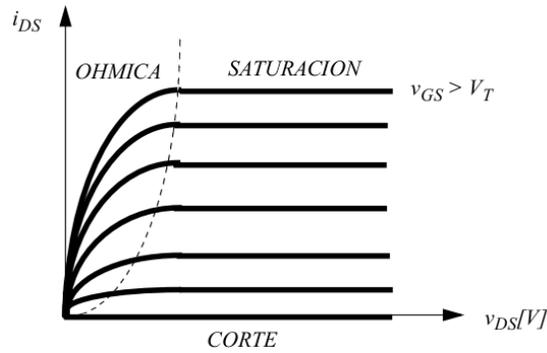


Figura 1.7. Familias de curvas del transistor MOS canal N [3].

Se puede resumir los 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  $K_n = \mu_n * C_{ox}$  el parámetro de transconductancia,  $\mu_n$  es la movilidad de los  $e^-$  y  $C_{ox}$  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.

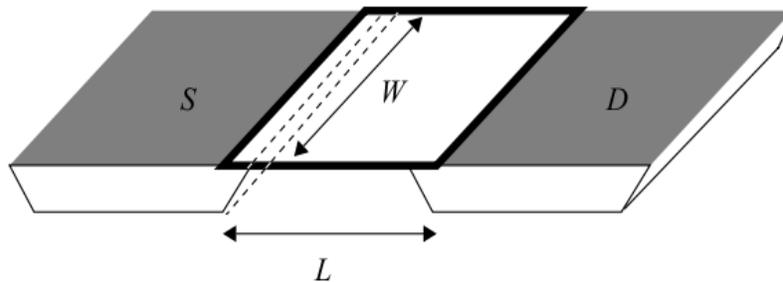


Figura 1.8. Área del canal de un transistor MOS canal N[3].

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,

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

Que representa la ecuación constitutiva de una resistencia de valor.

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

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  $0.001 - 0.005 V^{-1}$ . En general modifica poco la expresión de  $i_{DS}$ , pero es necesario tenerlo en cuenta para evaluar la resistencia de salida del transistor.

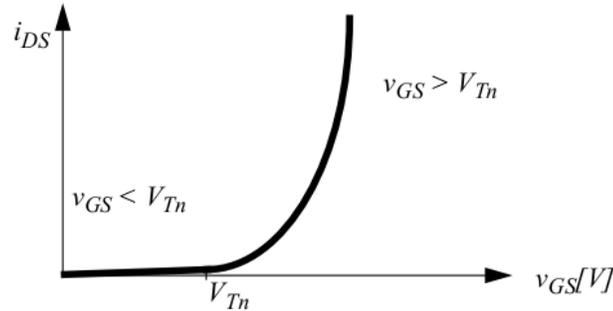


Figura 1.9. Dependencia de  $i_D$  con  $V_{GS}$  en saturación[3].

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

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

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.

### 1.3 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,  $R_D$ . La tensión de entrada  $V_i$  es aplicada.

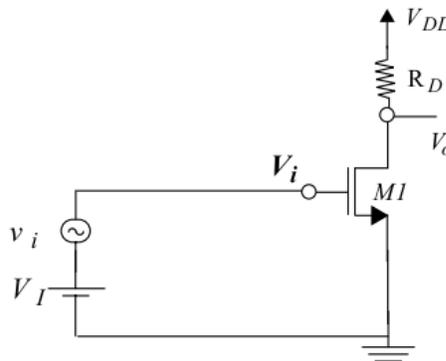


Figura 1.10. Circuito Amplificador[3].

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.

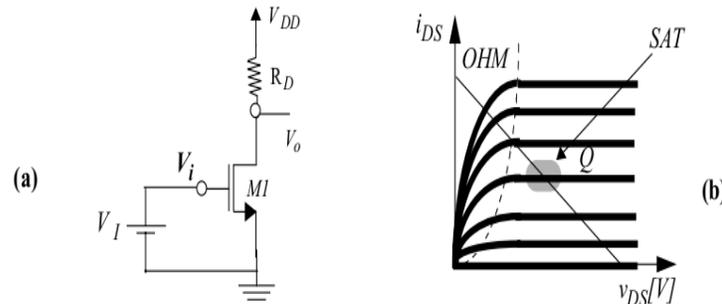


Figura 1.11. (a) Recta de carga y polarización de M1 (b) [3].

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.

### 1.3.1 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:

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} = K_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn}) = \sqrt{2 K_n \frac{W}{L} i_D} = g_m \quad (1.14)$$

Para el calculo de la conductancia (resistencia de salida) se utiliza la expresión.

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} = \frac{\lambda * i_{DS}}{(1 + \lambda * V_{DS})} \cong \lambda * i_{DS} = g_{ds} \quad (1.15)$$

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.

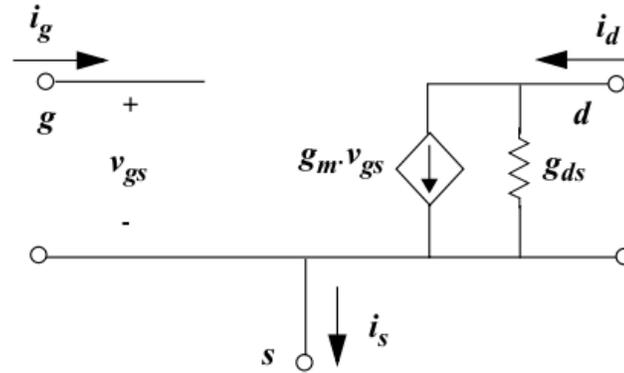


Figura 1.12. Modelo en pequeña señal de un MOSFET[3].

#### 1.4 MOSFETs de potencia versus transistores bipolares

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.

## 1.5 Distorsiones

Como el ancho de banda de una señal de 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.

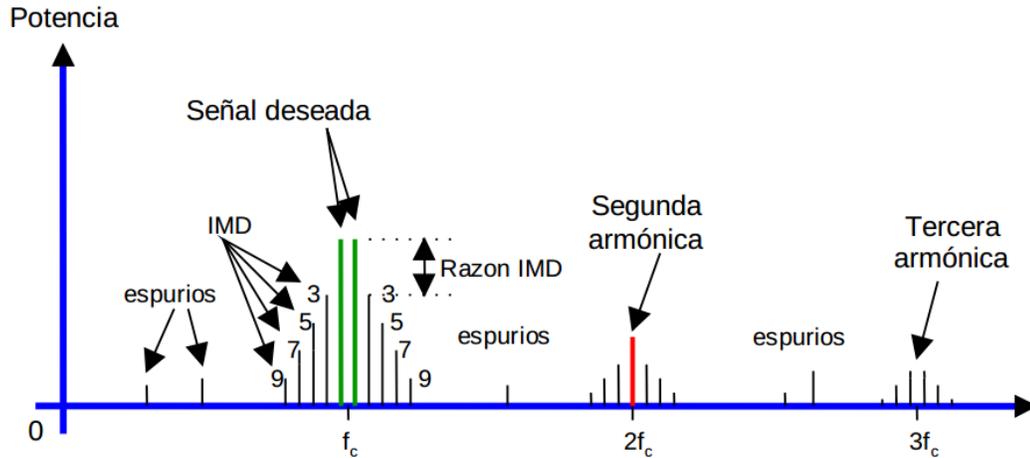


Figura 1.13. Productos de distorsión en un amplificador de potencia de RF.

La falta de linealidad del amplificador produce dos tipos de señales no deseadas:

### 1. Productos Armónicos.

### 2. Productos de distorsión por intermodulación (IMD).

- Los Productos Armónicos son armónicos de 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 tercer 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.

## 1.6 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 paso 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[4].

## 1.7 Tipos de filtros.

A continuación se explican los casos de filtro paso bajo y paso banda. Debido al enfoque de este trabajo, no se tratan los filtros paso alto ni rechazo de banda. Pese a ello, en [5] y [6] puede encontrarse toda la información necesaria referente a éstos filtros, además de una explicación más detallada de los filtros aquí mencionados.

### 1.7.1 Filtros pasa bajo.

La función básica de un filtro paso bajo es dejar pasar las frecuencias por debajo de una frecuencia de corte especificada.

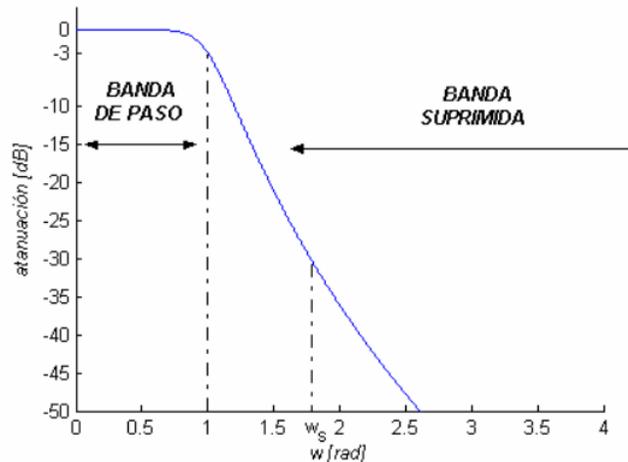


Figura 1.14. Filtro pasa bajo[7].

La banda de paso define el contenido de frecuencia que se desea seleccionar. En el caso ideal, es la zona en la cual las señales no se verán atenuadas por el filtro. Esta zona viene delimitada por la frecuencia de corte, que normalmente valdrá uno en el caso de estar normalizada. El margen de frecuencia que contiene 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 corte.

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

También suele definirse como especificación de entrada una frecuencia  $\omega_s$  para la cual se precisa una atenuación mínima deseada [7].

### 1.7.2 Filtros pasa banda.

Un filtro paso banda tiene como función dejar pasar el contenido espectral que se encuentra dentro de una ventana centrada en la frecuencia central. Éste margen vendrá determinado por dos frecuencias de corte especificadas de antemano.

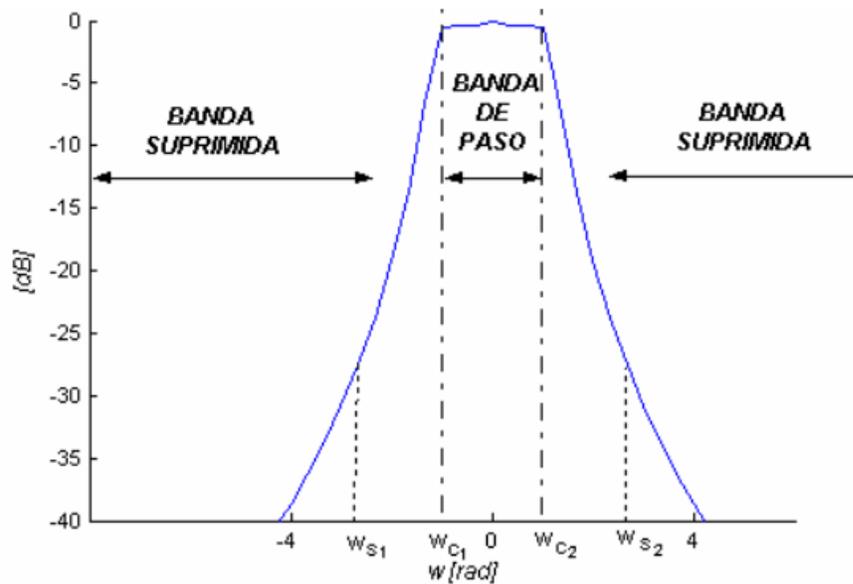


Figura 1.15. Filtro pasa banda [7].

Tal y como se puede observar en la figura 1.15, se tienen dos frecuencias de corte  $\omega_{C1}$  y  $\omega_{C2}$ , que en el caso de estar normalizadas, valdrán -1 y 1 respectivamente. El espaciado que forman estas dos frecuencias inferiores y superiores definirán el ancho de banda del filtro. Este ancho de banda será el margen de frecuencia en que tendrá una atenuación entre 0 db y -3 db. Es decir, el ancho de banda nos determina qué frecuencias útiles se quiere tener, las cuáles idealmente no se verían atenuadas. También se aprecia la existencia de otras dos frecuencias,  $\omega_{S1}$  y  $\omega_{S2}$ . Estas frecuencias son especificaciones de entrada que nos definen la frecuencia de banda suprimida inferior y superior respectivamente.

## 1.8 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 figura 1.16, 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*.

## 1.9 Clases de filtros.

El punto de partida de todo diseño de un filtro es su función de transferencia. Este nos define completamente la forma que tendrá y la atenuación del mismo en función de la frecuencia. Existen diversas funciones de transferencia conocidas, sirviendo como ejemplo las más comunes como *Chebyshev* o *Butterworth*.

Pese a la existencia y uso de otras funciones, (*Elíptica*, *Bessel*, *Gaussiana*, etc.), este trabajo se centra en los prototipos *Butterworth* y *Chebyshev* debido a que serán los que posteriormente se implementaran en el simulador para diseñar nuestros filtros.

### 1.9.1 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*.

### 1.9.2 Filtro *Chebyshev*.

Son filtros que en la banda de paso presenta máximos y mínimos en lugar de una respuesta plana, el número de máximos depende del orden del filtro, y en la banda de rechazo no presenta oscilaciones sino una respuesta plana [8].

### 1.9.3 Relación entre anchos de banda *Butterworth* y *Chebyshev*.

Una de las diferencias básicas en la caracterización de los filtros *Butterworth* respecto a los *Chebyshev* es la forma de definir el ancho de banda. En el caso *Butterworth*, se define mediante el punto donde se tiene una atenuación de 3 dB, mientras que en el caso *Chebyshev* se define mediante el ancho de banda del rizado.

### 1.10 Filtros pasivos.

Dejando aparte la discusión semi-filosófica sobre lo que es un circuito pasivo o un circuito activo, los filtros pasivos (lineales e invariantes en el tiempo) son aquellos constituidos por agrupaciones de resistencias, condensadores, bobinas, y quizás algún transformador. Por este motivo, se les suele llamar también filtros RLC.

Estos filtros son, cronológicamente, los primeros que se desarrollaron, ya que a principios del siglo XX no existían elementos activos, o estos eran muy caros y voluminosos. Por este motivo, gran parte de la teoría clásica de filtros está desarrollada apuntando directa o indirectamente a la realización RLC.

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.

### 1.11 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  $50 \Omega$  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  $\left(\frac{U_{min}}{U_{max}}\right)$ . 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.

$$AB = 100 * \frac{f_h - f_b}{f_c} \quad (1.1)$$

## **CAPITULO 2 . DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN 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 realizarlas 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 a etapa de creación física 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 operara en un margen de frecuencias entre 3-30 MHz, y que fuera capaz de manejar un elevado nivel de potencia adecuado a esta finalidad.

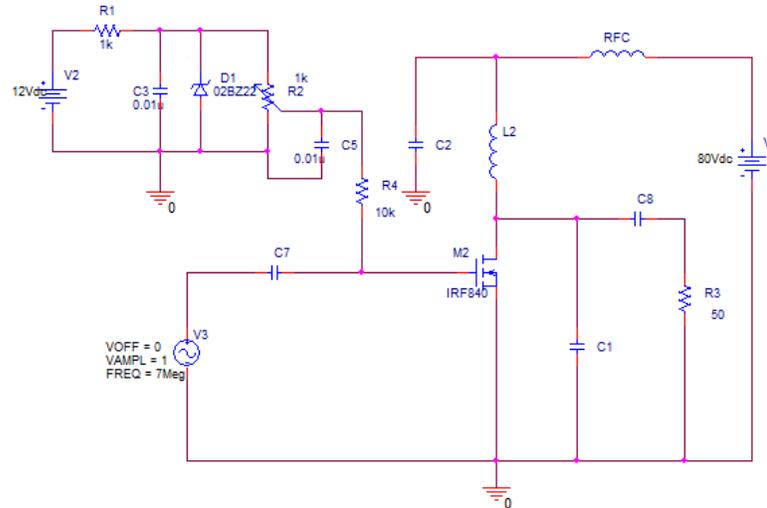


Figura 2.1. Esquema eléctrico del Amplificador de potencia.

## 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).

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.

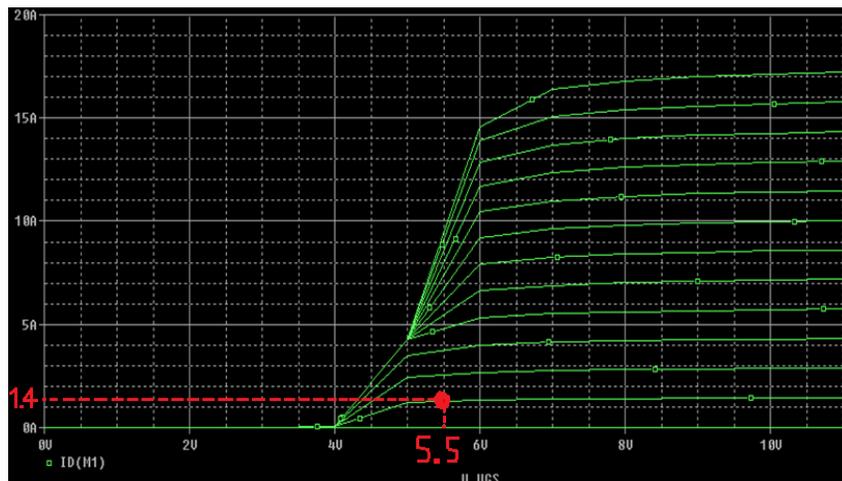


Figura 2.2. Curva  $V_{GS} - i_D$  para fijar el punto de operación del MOSFET IRF840.

### 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* (*Fiel 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*.

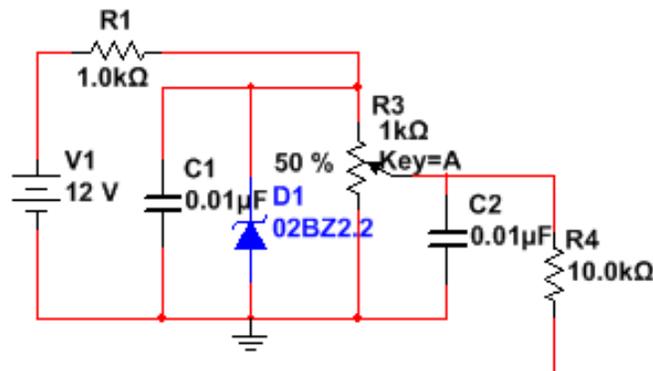


Figura 2.3. Tensión de alimentación regulada.

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

En primer lugar, no se puede dejar que se cuele la señal de 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.

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

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 pérdida de potencia y se calcula de la siguiente manera (2.2).

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

## 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 decaído.

### 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* ya que es el programa con que se cuenta.

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

La figura 2.4 muestra el esquema de un filtro pasabajo 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.

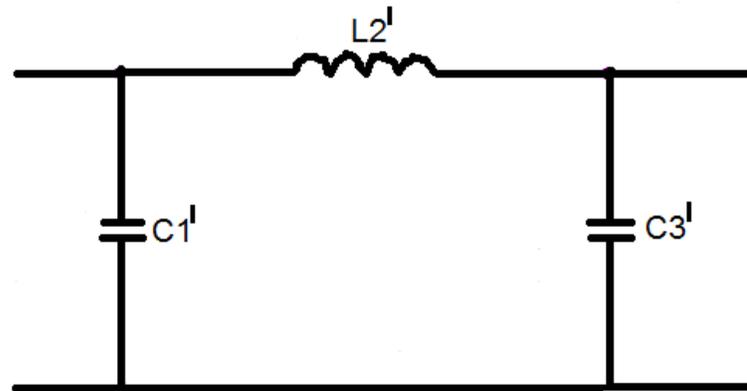


Figura 2.4. Filtro pasa bajo.

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

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

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

$f_c$	$\omega_c$	$R_0$	$C1 = g_1$	$L2 = g_2$	$C3 = g_3$
7MHZ	$2\pi f_c$	50 $\Omega$	1.5963	1.0967	1.5963

$$C1' = \frac{C1}{R_0 * \omega_c} = \frac{1.5963}{50 * 2 * \pi * f_c} = \frac{1.5963}{50 * 2 * 3.14 * 7 \text{ MHz}} = 726.25 \text{ pF} \quad (2.4)$$

$$L2' = \frac{R_0 L2}{\omega_c} = \frac{50 * 1.0967}{2 * \pi * f_c} = \frac{54.835}{2 * 3.14 * 7 \text{ MHz}} = 1.2473 \mu\text{H} \quad (2.5)$$

$$C3' = \frac{C3}{R_0 * \omega_c} = \frac{1.5963}{50 * 2 * \pi * f_c} = \frac{1.5963}{50 * 2 * 3.14 * 7 \text{ MHz}} = 726.25 \text{ pF} \quad (2.6)$$

La figura 2.5 muestra la simulación de los valores de  $C1'$ ,  $L2'$ ,  $C3'$  utilizando el programa de simulación antes mencionado.

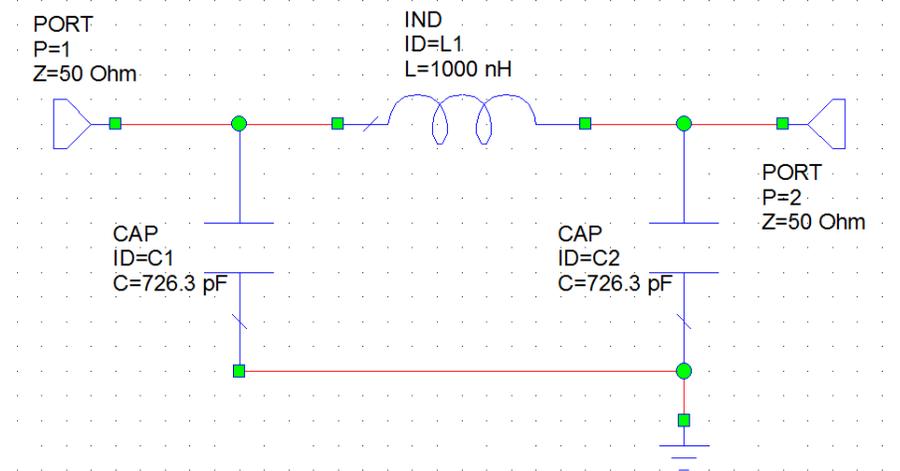


Figura 2.5. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

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 -39db, 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.

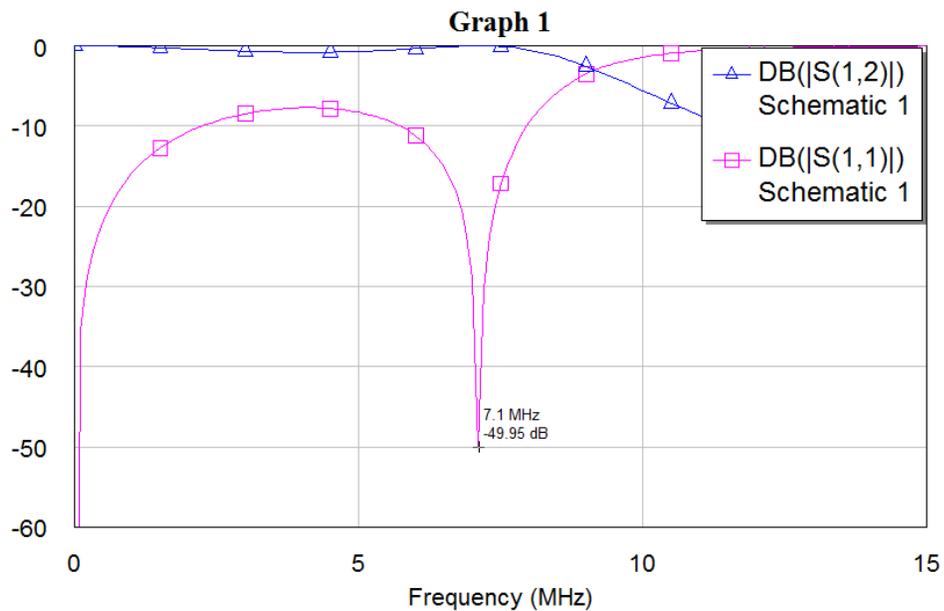


Figura 2.6. Respuesta de los parámetros S del filtro pasa bajo.

## 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.

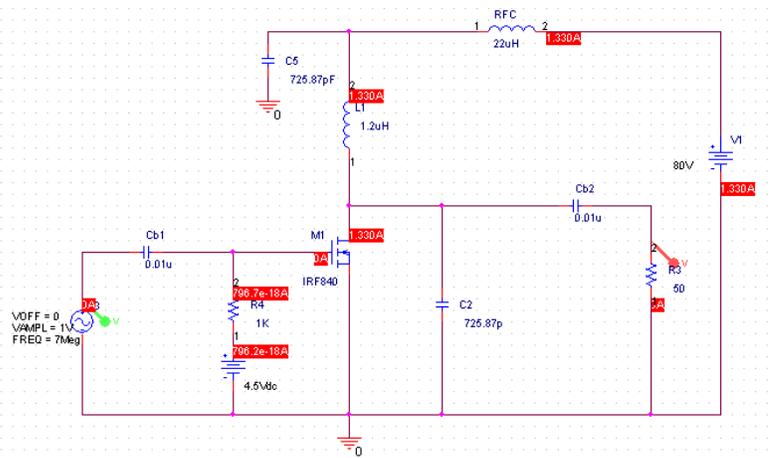


Figura 2.7. Simulación del amplificador en el ORCAD.

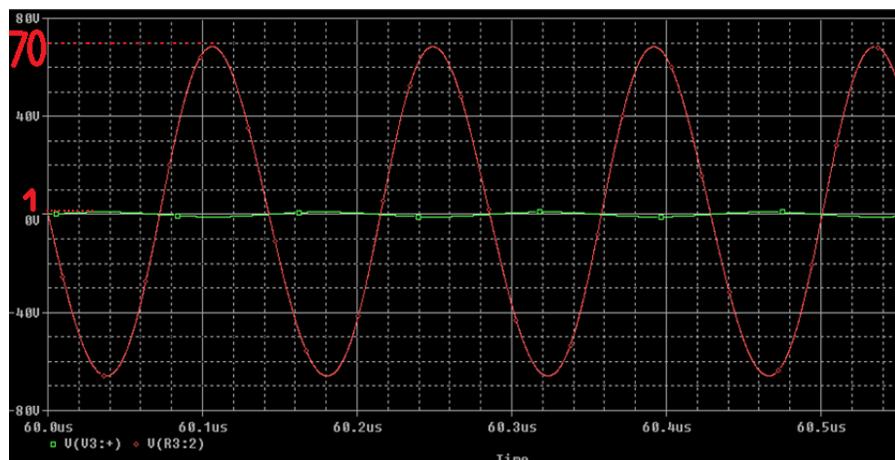


Figura 2.8. Respuesta del Amplificador.

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.

## 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  $I_{DC}$  la corriente de directa de la fuente de alimentación,  $I_{CM}$  la corriente de colector máxima,  $V_{OM}$  el voltaje pico de la señal de salida,  $V_{CC}$  el voltaje de la fuente de alimentación y  $R$  la resistencia de carga.

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

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

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

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

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{FUENTE}} = \frac{50W}{120W} * 100 = 41\% \quad (2.11)$$

## 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.

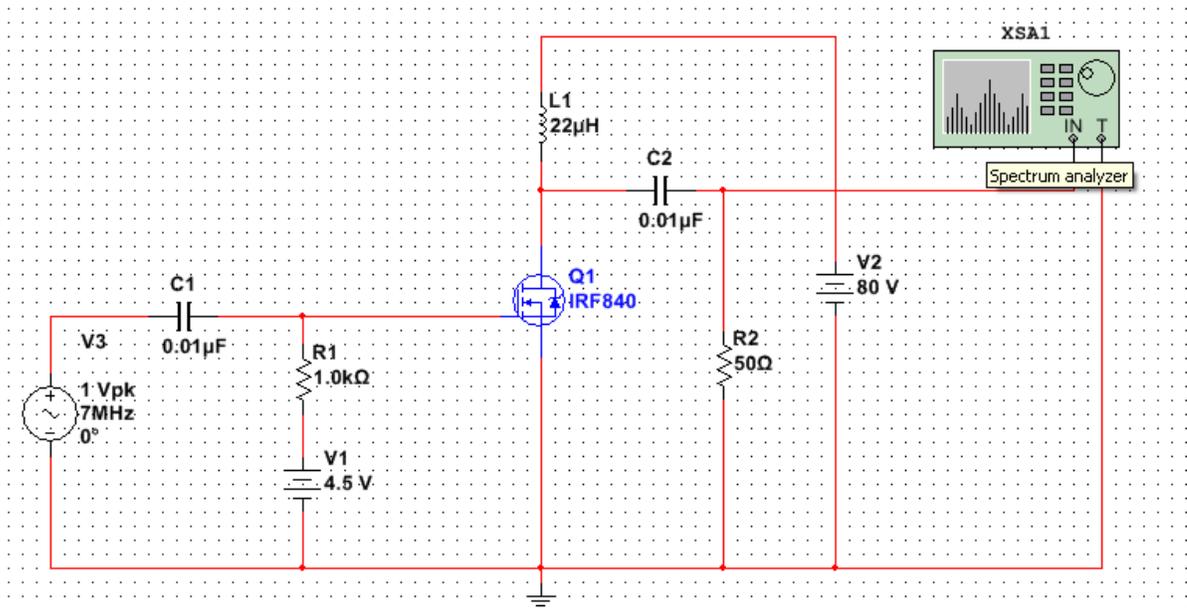


Figura 2.9. Simulación del amplificador con el Analizador de Espectro.

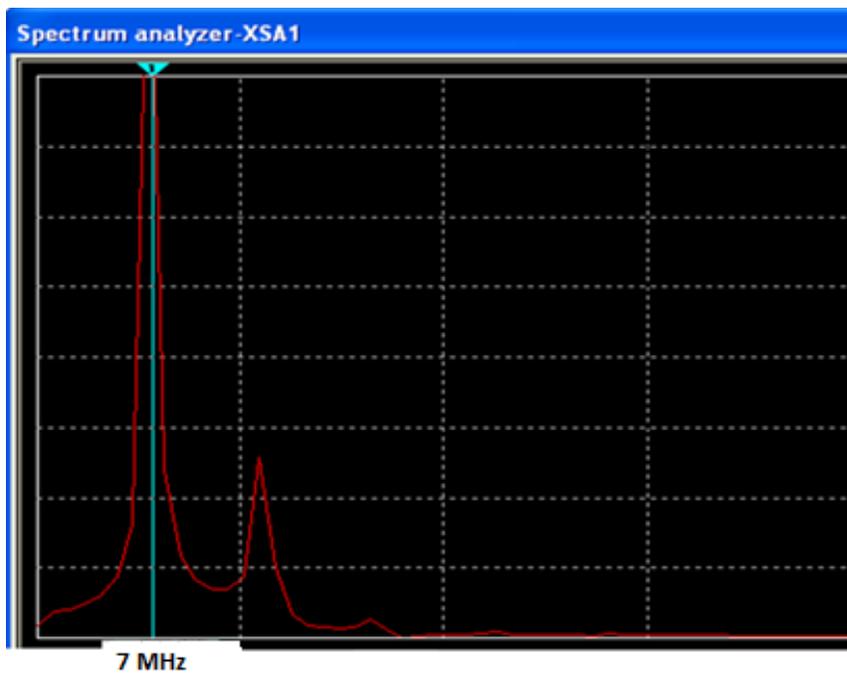


Figura 2.10. Analisis espectral.

Cuando 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.

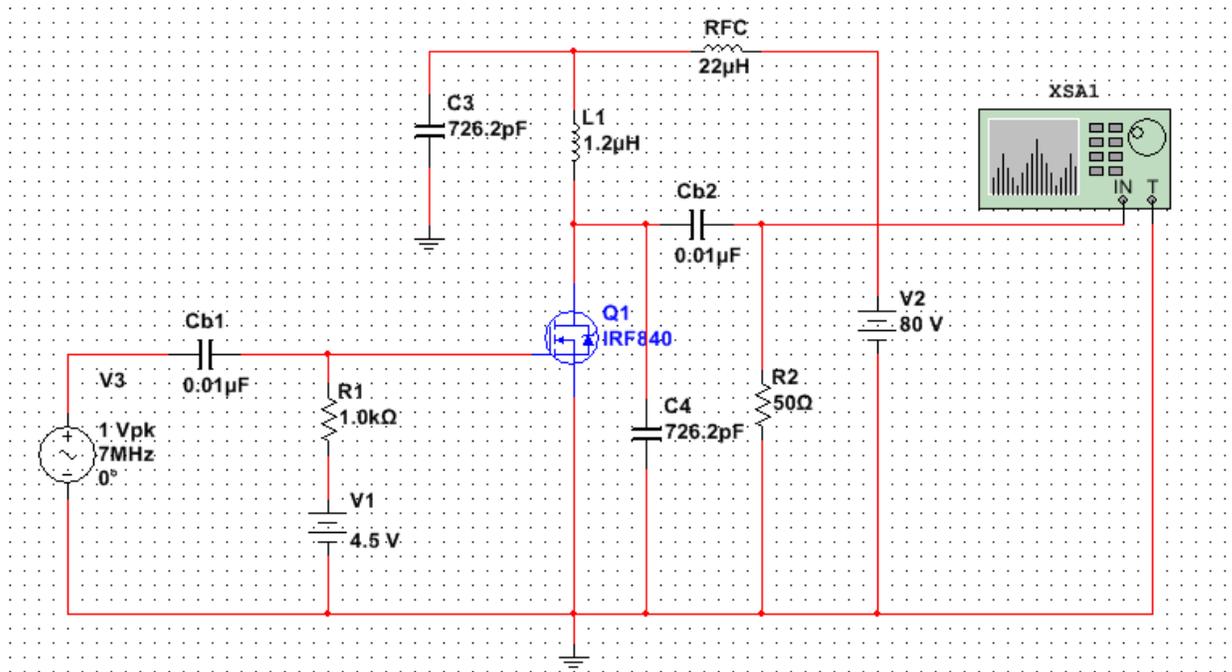


Figura 2.11. Simulación del amplificador con filtro.

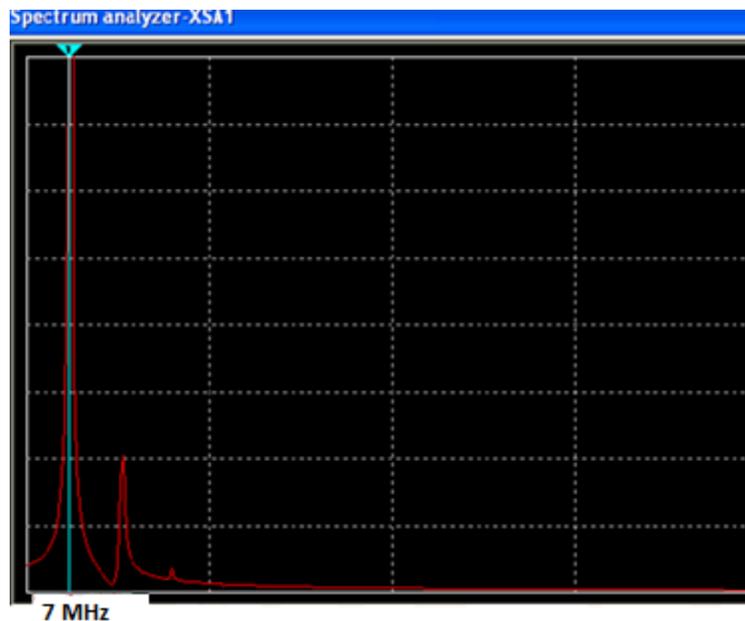


Figura 2.12 Análisis espectral.

## 2.8 Montaje físico del Amplificador

Una vez finalizado el diseño y realizado el análisis del amplificador, se montó en una placa figura 2.13.



Figura 2.13. Foto del montaje del amplificador.

## 2.9 Diseño de una carga fantasma de 50 $\Omega$ – 10W.

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

La misma está compuesta por 44 resistencias de 2.2 K $\Omega$  puesta en paralelo que son el equivalente a 50  $\Omega$ , la cantidad de resistencias es para distribuir la potencia en cada una de ellas ya 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.

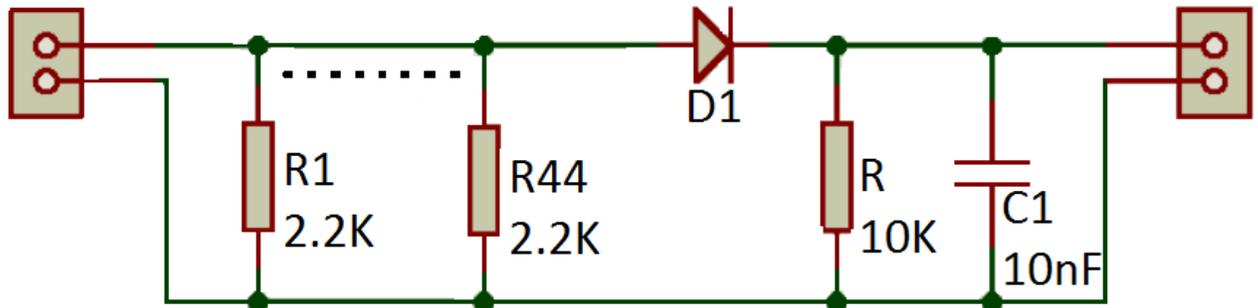


Figura2.14. Esquema circuital

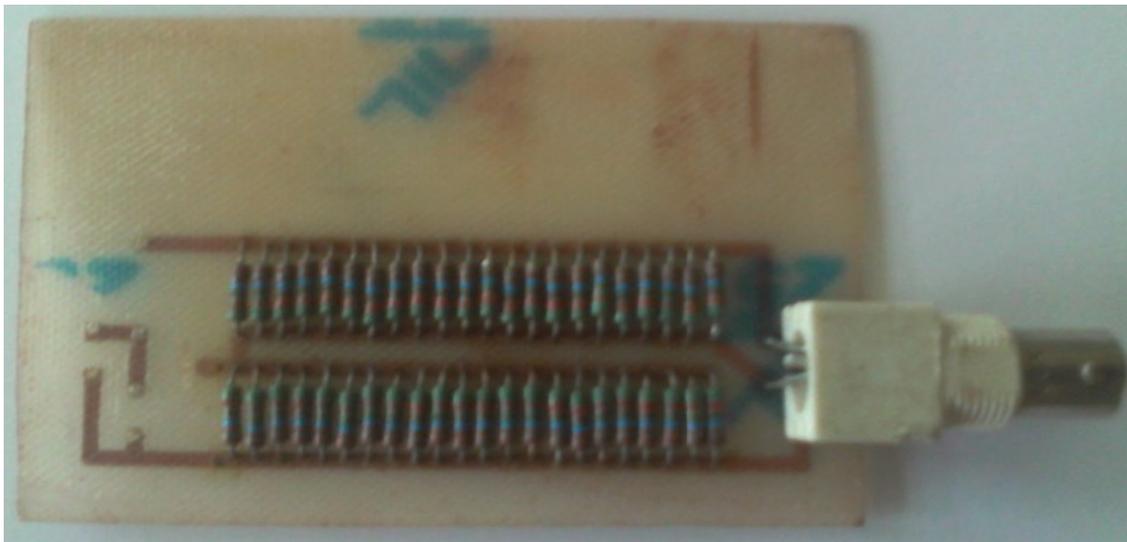


Figura2.15. Foto del montaje físico de la carga fantasma.

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

Existen diferentes programas para el diseño de filtros tales como *SVC FilterDesigner*, *AWR Microwave Office 2004*, *Genesys*, sin embargo en el presente trabajo se utilizó *AWR Microwave Office 2004* ya que es el programa con que se cuenta.

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

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 pasabandas 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.

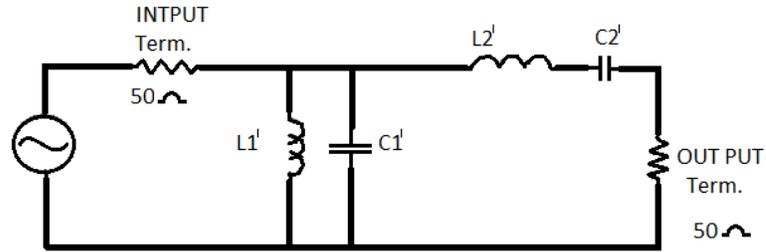


Figura 2.16. Esquema de un filtro pasa banda.

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

**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	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	1.8 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

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

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

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

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

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

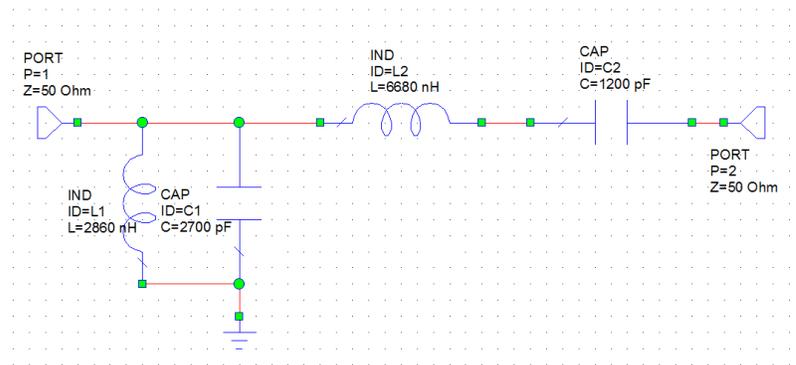


Figura 2.17. Simulación del filtro pasabanda en AWR Microwave Office 2004.

Como se aprecia en la figura 2.18, la respuesta obtenida es la característica de un filtro paso banda, cuya frecuencia central está ubicada a 1.8 MHz, con un ancho de banda de 1.65 MHz. Para éste punto, se obtiene una atenuación máxima en el |S11| de -31db aproximadamente. Por lo tanto, se considera que el dispositivo estará prácticamente adaptado a la frecuencia central.

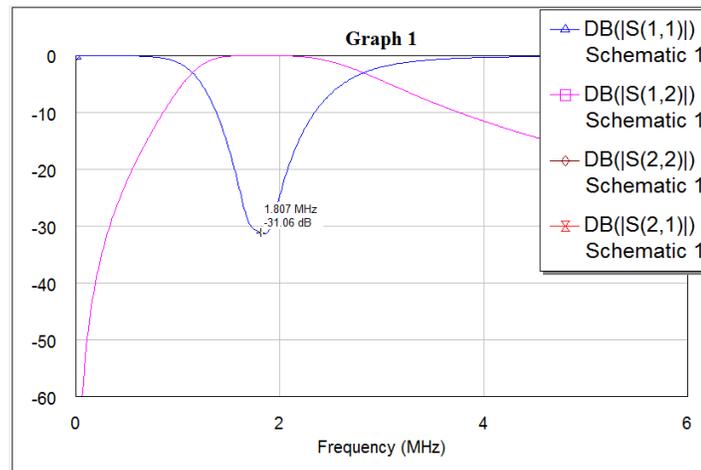


Figura 2.18. Respuesta de los parámetros S del filtro a 1.8 MHz.

**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.

$g_1 = L_1$	$g_2 = C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	3.7 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{5 \text{ MHz} - 2 \text{ MHz}}{3.8 \text{ MHz}} = 0.85 \quad (2.17)$$

$$L_1' = \frac{0.85 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.5 * 1.4142} = \frac{42.5 * 10^{-6}}{31.8} = 1.336 \mu\text{H} \quad (2.18)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.5 * 0.85 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{934.15} = 1523 \text{ pF} \quad (2.19)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.5 * 0.85} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{18.68} = 3.78 \mu\text{H} \quad (2.20)$$

$$C_2' = \frac{0.85 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 3.5 * 1.4142 * 50} = \frac{0.85 * 10^{-6}}{1554.20} = 546 \text{ pF} \quad (2.21)$$

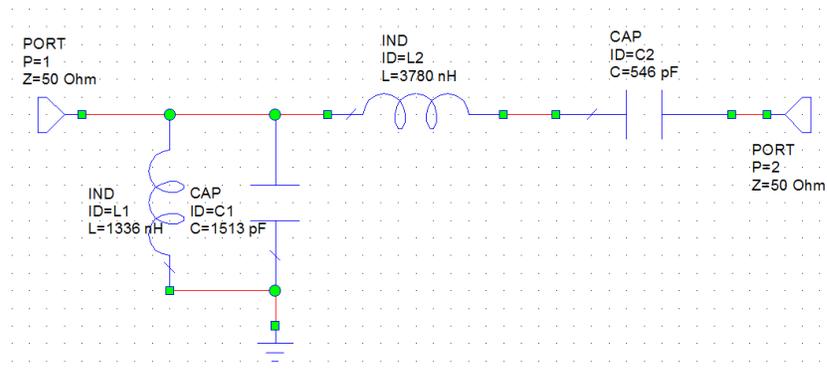


Figura 2.19. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

La figura 2.20 muestra, la frecuencia central está ubicada a 3.7 MHz, con un ancho de banda de 1.8 MHz. Para éste punto, se tiene una atenuación máxima en el  $|S_{11}|$  de -35db aproximadamente.

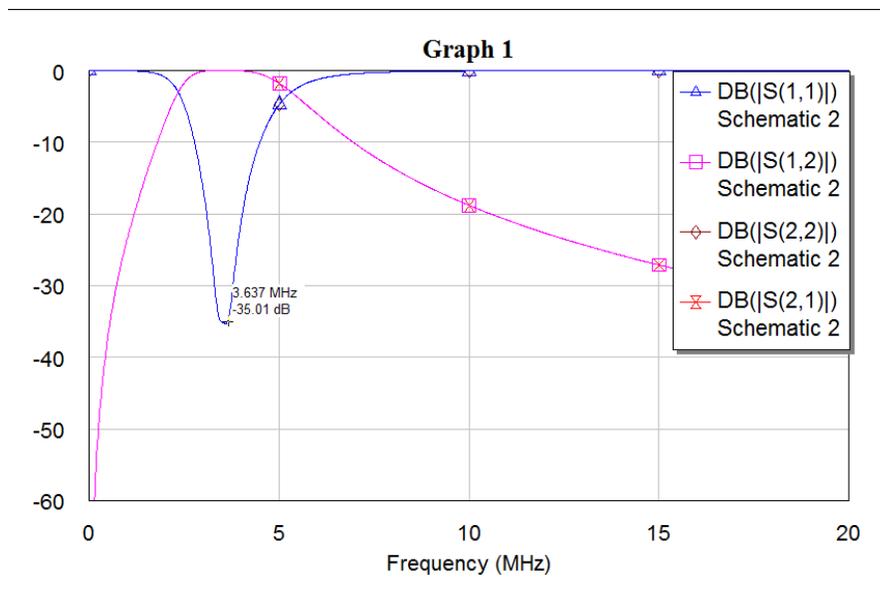


Figura 2.20. Respuesta de los parámetros S del filtro a 3.5MHz.

**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.

$g_1 = L_1$	$g_2 = C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	7 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

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

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

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

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 7 * 0.53} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{23.29} = 3.00 \mu H \quad (2.25)$$

$$C_2' = \frac{0.53 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 7 * 1.4142 * 50} = \frac{0.53 * 10^{-6}}{3108.41} = 172.25 pF \quad (2.26)$$

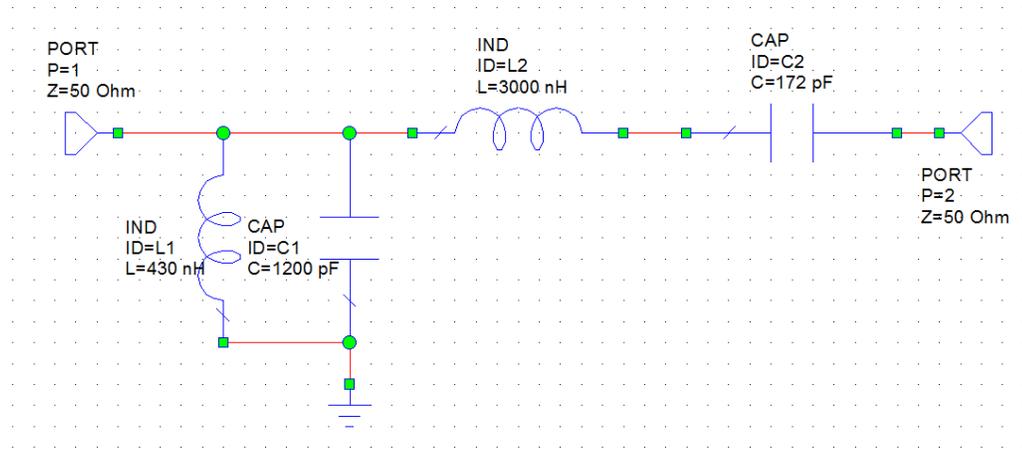


Figura 2.21. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Se observa en la figura 2.22, 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.

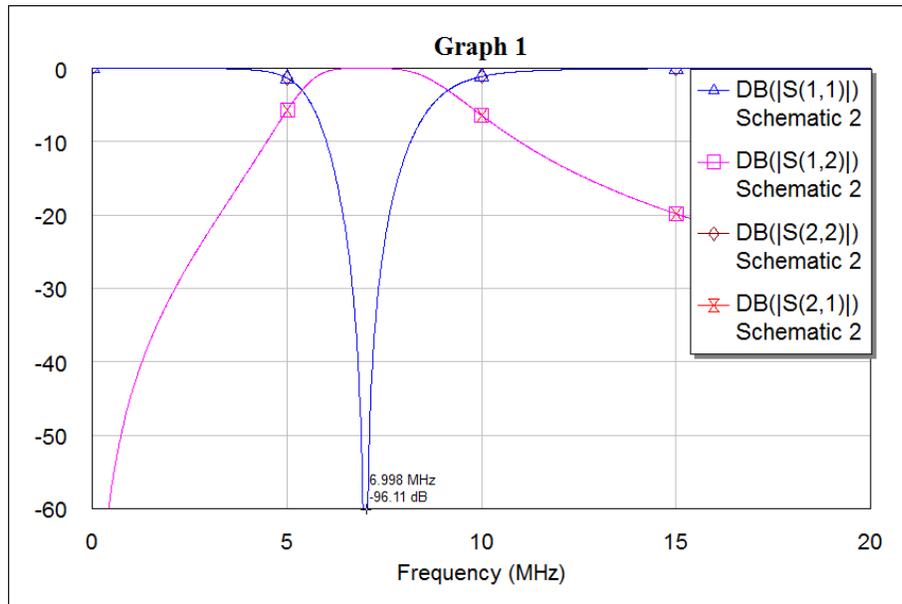


Figura 2.22. Respuesta de los parámetros S del filtro a 7 MHz.

**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.

$g_1 = L_1$	$g_2 = C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	10 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

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

$$L_1' = \frac{0.3 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 1.4142} = \frac{15 * 10^{-6}}{88.1} = 0.168 \mu H \quad (2.28)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 0.3 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{942} = 1500 pF \quad (2.29)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 0.3} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{18.84} = 3.75 \mu H \quad (2.30)$$

$$C_2' = \frac{0.3 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 10 * 1.4142 * 50} = \frac{0.3 * 10^{-6}}{4440.58} = 67.5 pF \quad (2.31)$$

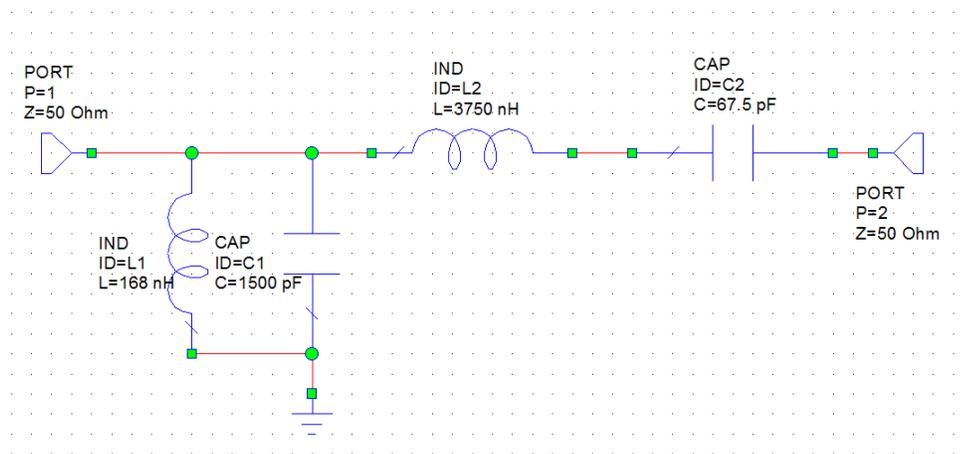


Figura 2.23. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

Se aprecia en la figura 2.24, 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 |S11| de -39 db aproximadamente.

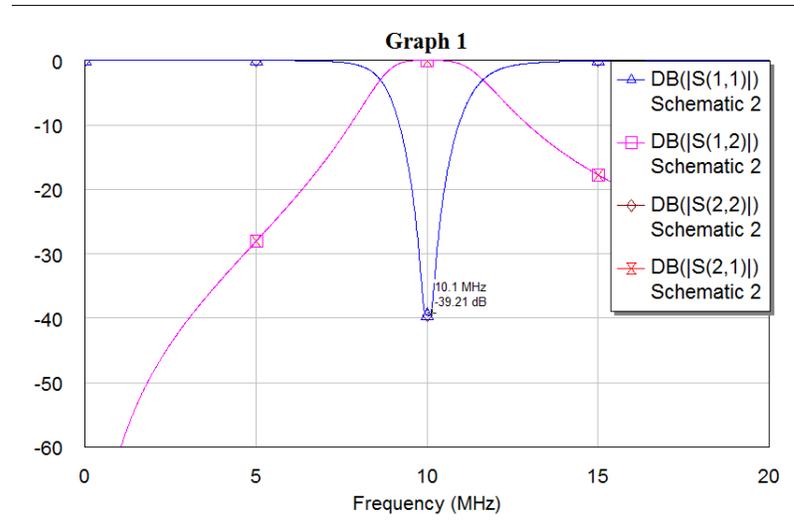


Figura 2.24. Respuesta de los parámetros S del filtro a 10MHz.

**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.

$g_1 = L_1$	$g_2 = C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	14 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

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

$$L_1' = \frac{0.36 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 14 * 1.4142} = \frac{18 * 10^{-6}}{124.33} = 0.14447 \mu H \quad (2.33)$$

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

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

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

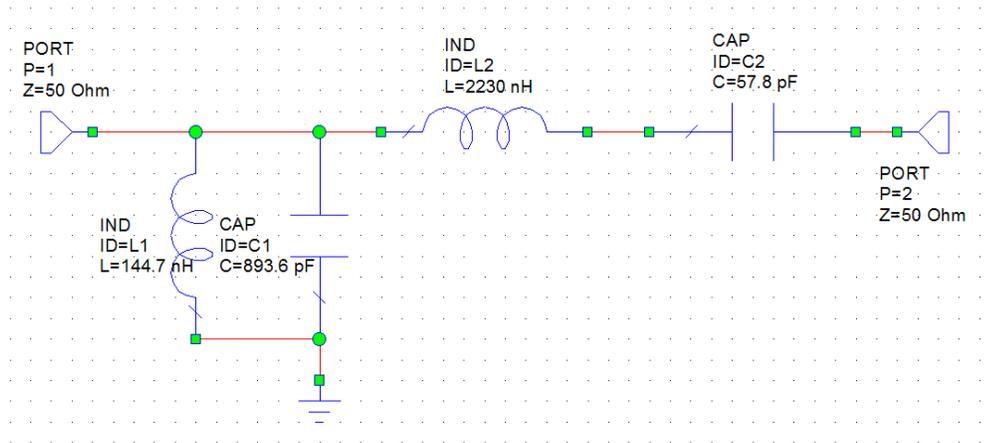


Figura 2.25. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

La figura 2.26 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.

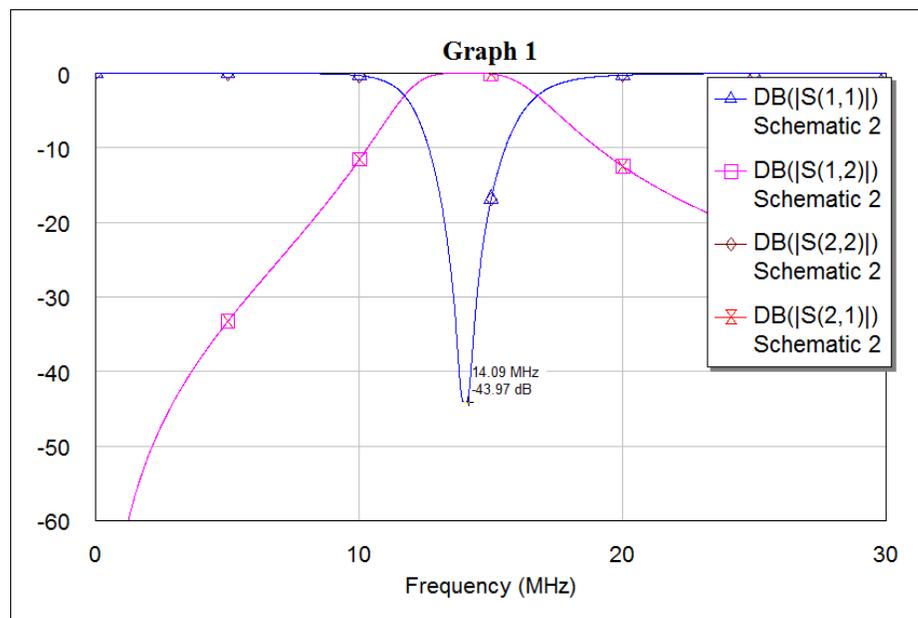


Figura 2.26 Respuesta de los parámetros S del filtro a 14MHz.

**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.

$g_1 = L_1$	$g_2 = C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	50Ω	19.5 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

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

$$L_1' = \frac{0.48 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 1.4142} = \frac{24 * 10^{-6}}{173.18} = 0.13984 \mu\text{H} \quad (2.38)$$

$$C_1' = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 0.48 * 50} = \frac{1.4142 * 10^{-6}}{2939.04} = 476.35 \text{ pF} \quad (2.39)$$

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 0.48} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{58.78} = 1.19 \mu\text{H} \quad (2.40)$$

$$C_2' = \frac{0.48 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 19.5 * 1.4142 * 50} = \frac{0.48 * 10^{-6}}{8659.14} = 55.93 \text{ pF} \quad (2.41)$$

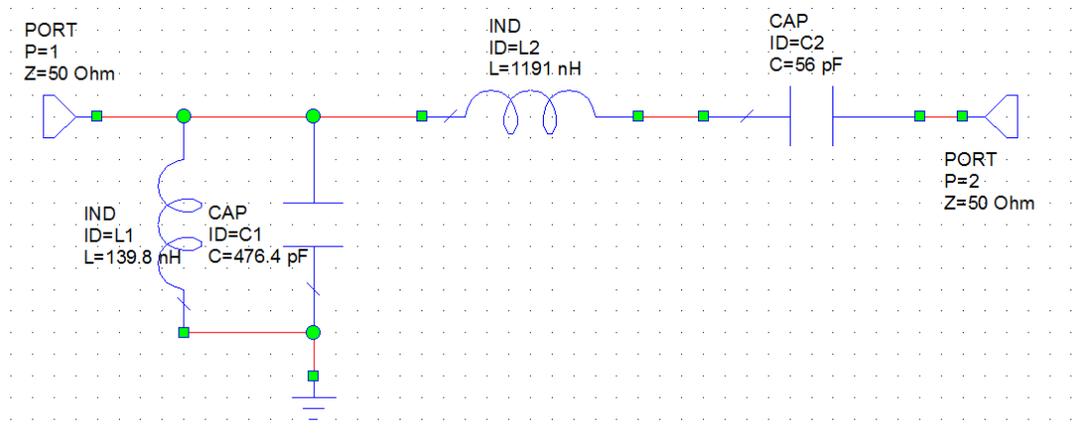


Figura 2.27. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

En la figura 2.28 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.

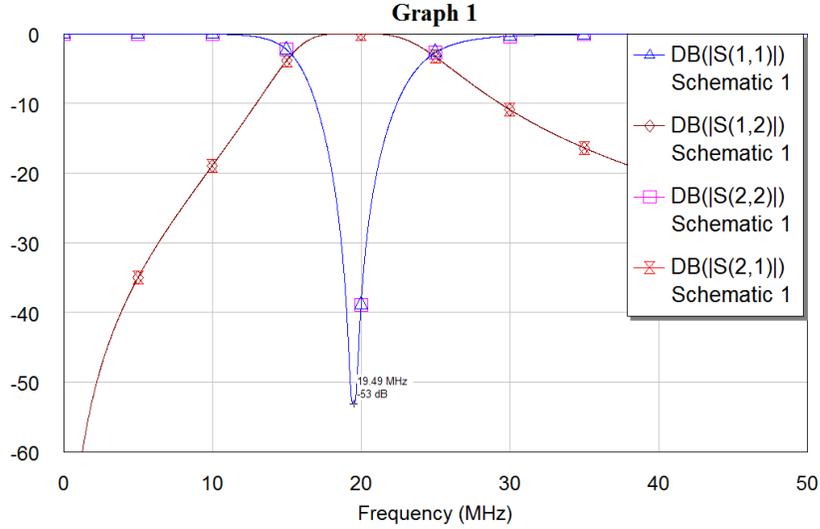


Figura 2.28. Simulación de los parámetros S del filtro a 18-21MHz.

**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.

$g_1 = L_1$	$g_2 = C_2$	$\Delta$	$Z_0$	Frecuencia central	$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$
1.4142	1.4142	$\omega_2 - \omega_1 / \omega_0$	$50\Omega$	26 MHz	$\Delta * Z_0 / 2\pi f * C_2$	$C_2 / 2\pi f * \Delta * Z_0$	$L_1 * Z_0 / 2\pi f * \Delta$	$\Delta / 2\pi f * L_1 * Z_0$

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

$$L_1' = \frac{0.35 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 26 * 1.4142} = \frac{17.5 * 10^{-6}}{230.91} = 0.0757 \mu H \quad (2.43)$$

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

$$L_2' = \frac{1.4142 * 50 * 10^{-6}}{2 * 3.14 * 26 * 0.35} = \frac{70.71 * 10^{-6}}{57.148} = 1.237 \mu H \quad (2.45)$$

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

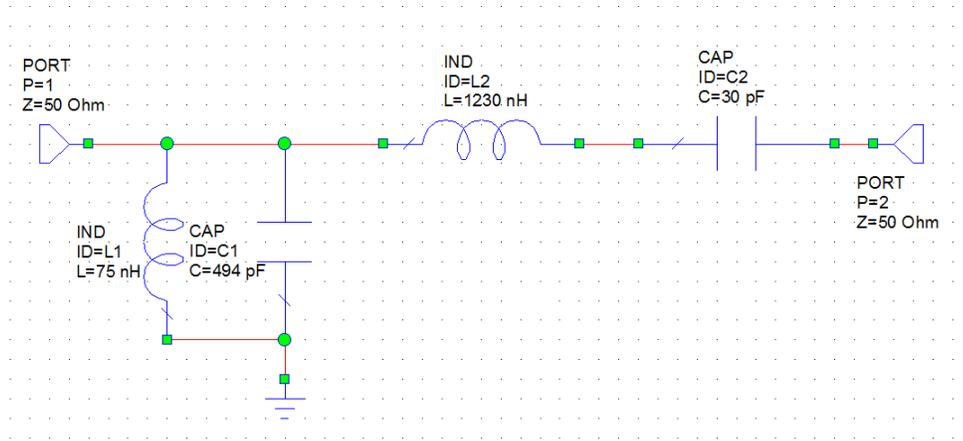


Figura 2.29. Simulación del filtro en AWR Microwave Office 2004.

La figura 2.30 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.

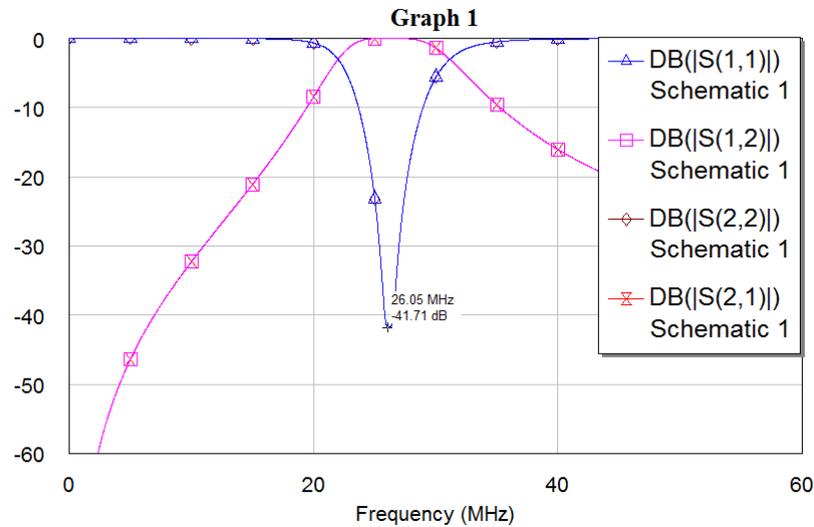


Figura 2.30. Respuesta de los parámetros S del filtro a 24-28MHz.

## 2.11 Montaje de los filtros

Para facilitar la tarea de realizar el *layout*, *PROTEUS* ofrece la posibilidad de realizar inicialmente un esquemático, donde se pueden situar los componentes básicos y sus conexiones entre ellos, para luego exportarlo al *ARES* como se muestra en la figura 2.31.

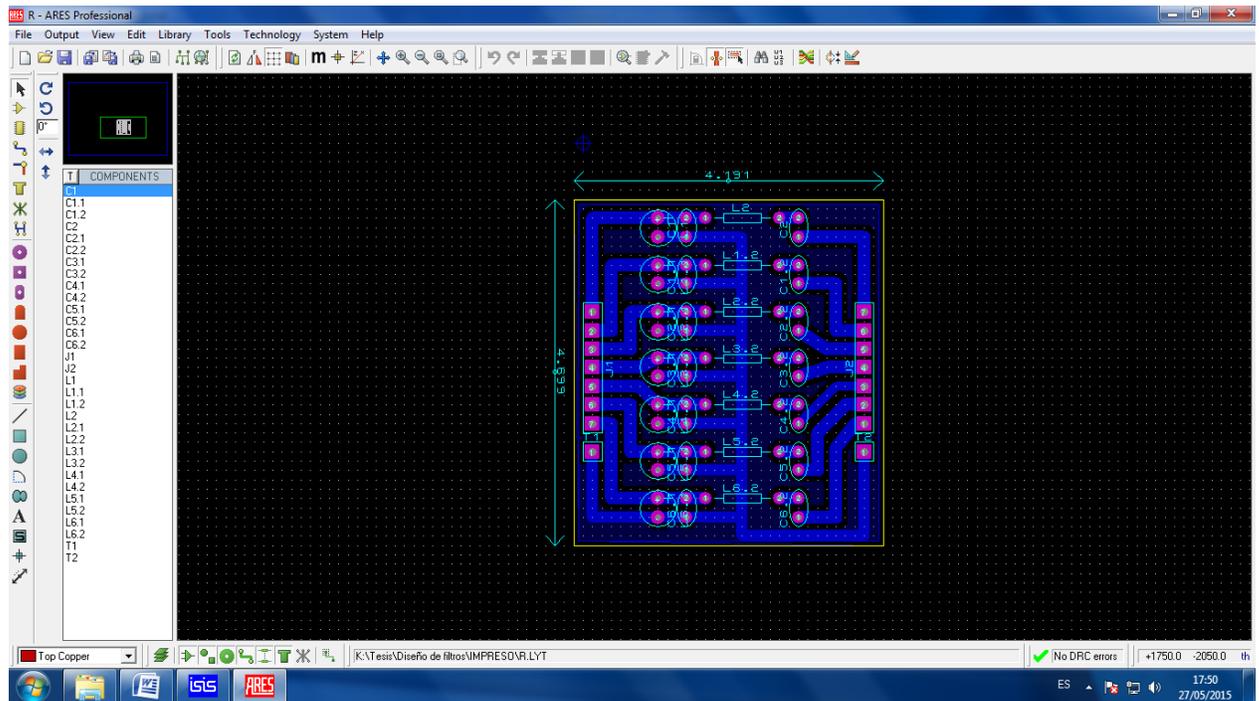


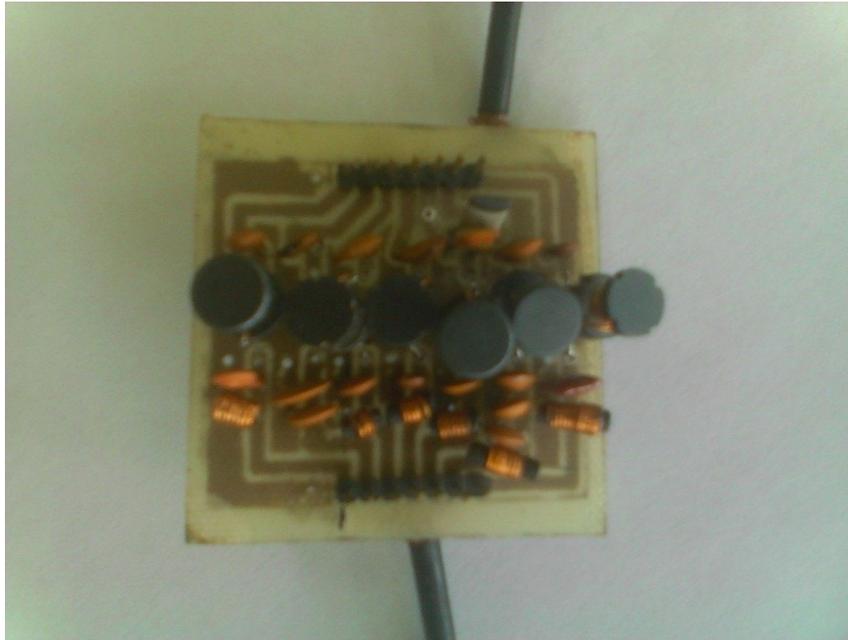
Figura 2.31. Esquemático realizado en *PROTEUS*.

A continuación se observa una tabla con los valores reales de los componentes correspondientes a cada filtro según las bandas de frecuencias que fueron diseñados.

Tabla 2.8. Valores de los componentes según las bandas.

Band [MHZ]	L1 [ $\mu H$ ]	L2 [ $\mu H$ ]	C1 [pF]	C2 [pF]
1.8	2.86	6.68	2700	1200
3.7	1.33	3.70	1500	546
7	0.43	3.00	1200	120+56
10	0.16	3.75	1500	30+30
14	0.14	2.23	680+390	56
18-21	0.14	1.19	390+100	56
24-28	0.07	1.23	500	30

La figura 2.32 muestra la foto del montaje de los filtros en una placa.



*Figura 2.32. Foto de los filtros realizados.*

## **2.12 Medición**

Como los filtros construidos son redes de dos puertos, se les puede hacer las mediciones en magnitudes de cuatro parámetros S mediante el analizador de espectro, el cual es un instrumento que se utiliza para observar el comportamiento de un dispositivo en amplitud contra frecuencia.

Para tener una mayor resolución el analizador de espectro realiza las mediciones en escala logarítmica y sus unidades son en dbm, el intervalo de frecuencias en que se realizó la simulación fue de 0- 95.5 MHz.

### **2.12.1 Caracterización de los filtros.**

La figura 2.33 muestra el montaje para la medición de los parámetros S.

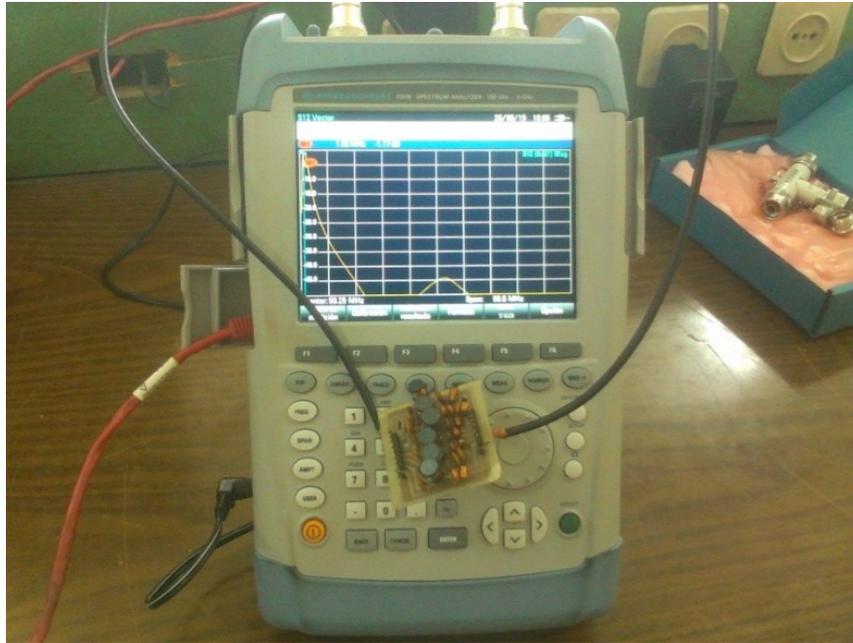


Figura 2.33. Montaje para la medición de los parámetros S.

En la figura 2.33 se aprecia la manera como se midieron los parámetros S para los filtros de 1.9 MHz, 3.7 MHz y de 10.1 MHz, donde se obtuvieron los siguientes resultados.

La figura 2.34 muestra la simulación para  $S_{11}$  o pérdida de retorno vista desde el puerto 1 cuando el puerto 2 esta acoplado a la impedancia característica.

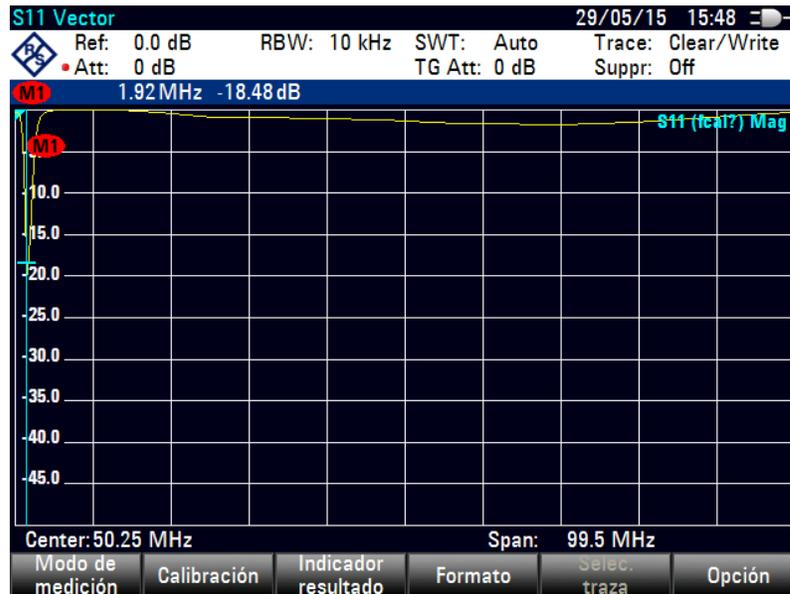


Figura 2.34. Simulación para  $S_{11}$  para el filtro de 1.9MHz.

En la figura 2.35 se aprecia la simulación para  $S_{22}$ , el cual indica la pérdida de retorno vista desde el puerto 2 cuando el puerto 1 esta acoplado a la impedancia característica.

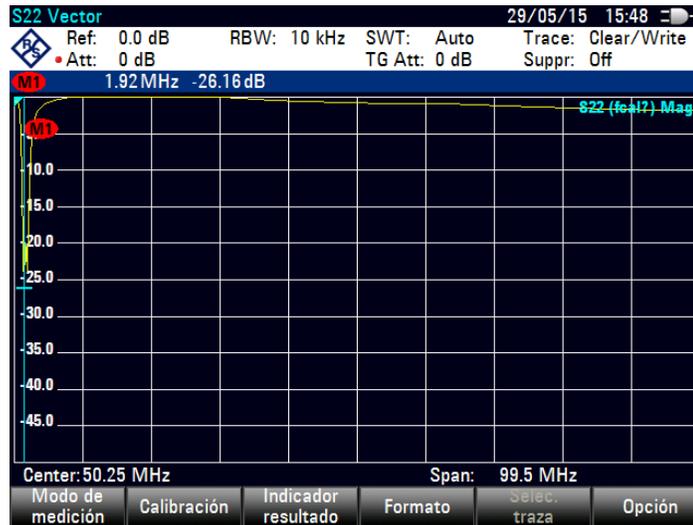


Figura2.35.Simulación para  $S_{22}$  para el filtro de 1.9MHz.

La figura 2.34 y 2.35 muestra que en 1.92 MHz la pérdida de retorno es el valor de atenuación mínimo (-18.48 db para  $S_{11}$ , -26.16 db para  $S_{22}$  ). Por lo tanto, se puede ver que a esa frecuencia se tiene una  $P_{ref}$  (potencia reflejada) menor, tal y como se esperaba, este punto se tiene un mejor acoplamiento entre la fuente y la carga.

La figura 2.36 muestra el parámetro  $S_{12}$ , el cual representa la potencia de transmisión del puerto 1 al puerto 2.



Figura2.36.Simulación para  $S_{12}$  para el filtro de 1.9MHz.

A continuación en figura 2.37 se observará el parámetro  $S_{21}$ , o potencia de transmisión del puerto 2 al puerto 1.



Figura 2.37. Simulación para  $S_{21}$  para el filtro de 1.9MHz.

La figura 2.36, muestra la frecuencia central del filtro en 1.9 MHz tal y como se esperaba. En este punto se tiene la menor atenuación que es de 0 db. Esto indica que a esta frecuencia se obtendrá la mayor transferencia de potencia del puerto 1 al 2.

La figura 2.38 muestra la simulación para  $S_{11}$  o pérdida de retorno vista desde el puerto 1 cuando el puerto 2 esta acoplado a la impedancia característica.

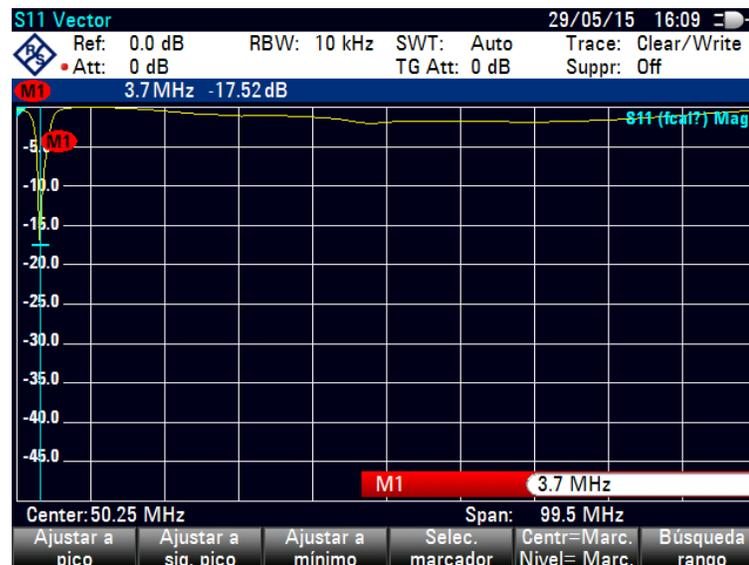


Figura 2.38. Simulación para  $S_{11}$  para el filtro de 3.7MHz.

La figura 2.39 muestra la simulación para  $S_{22}$ , o pérdida de retorno vista desde el puerto 2 cuando el puerto 1 esta acoplado a la impedancia característica.



Figura 2.39. Simulación para  $S_{22}$  para el filtro de 3.7MHz.

La figura 2.38 y 2.39 muestran que en 3.7 MHz la pérdida de retorno es el valor de atenuación mínimo (-17.52 db para  $S_{11}$ , -13.27 db para  $S_{22}$  ). Por lo tanto, se puede observar que a esa frecuencia se tiene una  $P_{ref}$  menor tal y como se esperaba, debido a que en este punto se tiene un mejor acoplamiento entre la fuente y la carga.

La figura 2.40 muestra el parámetro  $S_{12}$  o potencia de transmisión del puerto 1 al puerto 2.



Figura 2.40. Simulación para  $S_{12}$  para el filtro de 3.7MHz.

La figura 2.41 muestra el parámetro  $S_{21}$ , el cual representa la potencia de transmisión del puerto 2 al puerto 1.



Figura 2.41. Simulación para  $S_{21}$  para el filtro de 3.7 MHz.

La figura 2.40 y 2.41, muestra la frecuencia central del filtro en 3.7 MHz tal y como se esperaba. En este punto se tiene la menor atenuación. Esto indica que en la frecuencia de 3.7 MHz se obtendrá la mayor transferencia de potencia del puerto 1 al 2.

La figura 2.42 muestra la simulación para  $S_{11}$  o pérdida de retorno vista desde el puerto 1 cuando el puerto 2 esta acoplado a la impedancia característica.



Figura 2.42. Simulación para  $S_{11}$  para el filtro de 10 MHz.

La figura 2.43 ilustra la simulación para el parámetro  $S_{22}$  o pérdida de retorno vista desde el puerto 2 cuando el puerto 1 esta acoplado a la impedancia característica.



Figura 2.42. Simulación para  $S_{22}$  para el filtro de 10 MHz.

Como muestra la figura 2.41 y 2.42 en 10 MHz la pérdida de retorno es el valor de atenuación mínimo (-20.10 db para  $S_{11}$ , -36.21 db para  $S_{22}$  ). Por lo tanto, se puede observar que a esa frecuencia se tiene una  $P_{ref}$  menor tal y como se esperaba.

La figura 2.43 muestra el parámetro  $S_{12}$ , o la potencia de transmisión del puerto 1 al puerto 2.



Figura 2.43. Simulación para  $S_{12}$  para el filtro de 10 MHz.

La figura 2.44 muestra el parámetro  $S_{21}$ , el cual representa la potencia de transmisión del puerto 2 al puerto 1.



Figura 2.44. Simulación para  $S_{21}$  para el filtro de 10MHz.

La figura 2.43 y 2.44, muestran que la frecuencia central del filtro es de 10 MHz tal y como se esperaba. En este punto se tiene la menor atenuación, indicando que a esta frecuencia se obtendrá la mayor transferencia de potencia del puerto 1 al 2.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### Conclusiones

- ✓ Se comprobó a través de la simulación el correcto diseño del amplificador de potencia.
- ✓ Se realizó el montaje físico de los componentes del amplificador.
- ✓ Se comprobó en el analizador de espectro la correcta construcción de la carga de  $50 \Omega$  a través de la carta de *Smith*.
- ✓ Se comprobó a través de la simulación el correcto diseño del banco de filtros.
- ✓ Se realizó el montaje físico de los componentes de los filtros.
- ✓ Se verificó con la medición el correcto diseño de los filtros.

### 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.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. Asbeck, Linear Power Amplifier, U.S.A: UCSD, 1999.
- [2] P. L. Arjona, «Diseño y verificación de un amplificador para IEEE802.16,» 2005.
- [3] S. K. y. Y. Leblebici, CMOS Digital Integrated Circuits, 2003.
- [4] J. D. Irwin, Analisis basicos de circuitos electricos, 5ta edic ed., EDit Prentice-hall Hispanoamerica, 1991.
- [5] I. Y. a. E. J. George L. Matthaei, Microwave Filters, impedance Matching Networks, and couplig structure, Mc-Graw-Hill, Ed., New York, 1964.
- [6] J.-S. H. M. J. Lancaster, Microstrip Filters For RF/Microwave applications, New York, 2001.
- [7] M. D.-S. Viader, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASO BANDA DE BANDA ESTRECHA CON TOPOLOGÍA INTERDIGITAL A FRECUENCIAS UHF Y MICROONDAS, 15 de junio de 2007.
- [8] D. B. López, Notas del curso: Introduccion a los filtros activos, 1998.

## **GLOSARIO DE TÉRMINOS**

*HF: High Frequency*

*IMD: Intermodulation Distortion*

*MOS: Metal Oxide Semiconductor*

*MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

*SDR: Software Defined Radio*

*VSWR: Voltage Standing Wave Ratio*

ANEXOS

Anexo I Data sheet del IRF 840

**IRF840**

**Absolute Maximum Ratings**  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

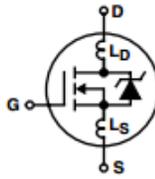
	<b>IRF840</b>	<b>UNITS</b>
Drain to Source Voltage (Note 1) . . . . .	$V_{DS}$	500 V
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20k\Omega$ ) (Note 1) . . . . .	$V_{DGR}$	500 V
Continuous Drain Current . . . . .	$I_D$	8.0 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$ . . . . .	$I_D$	5.1 A
Pulsed Drain Current (Note 3) . . . . .	$I_{DM}$	32 A
Gate to Source Voltage . . . . .	$V_{GS}$	$\pm 20$ V
Maximum Power Dissipation . . . . .	$P_D$	125 W
Linear Derating Factor . . . . .		1.0 $W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) . . . . .	$E_{AS}$	510 mJ
Operating and Storage Temperature . . . . .	$T_J, T_{STG}$	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s . . . . .	$T_L$	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334 . . . . .	$T_{pkg}$	260 $^\circ\text{C}$

*CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.*

NOTE:

1.  $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ .

**Electrical Specifications**  $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$ (Figure 10)	500	-	-	V	
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V	
Zero-Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V$	-	-	25	$\mu A$	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_J = 125^{\circ}\text{C}$	-	-	250	$\mu A$	
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10V$	8.0	-	-	A	
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20V$	-	-	$\pm 100$	nA	
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 4.4A$ (Figures 8, 9)	-	0.8	0.85	$\Omega$	
Forward Transconductance (Note 2)	$g_{fs}$	$V_{DS} \geq 50V, I_D = 4.4A$ (Figure 12)	4.9	7.4	-	S	
Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 250V, I_D \approx 8A, R_G = 9.1\Omega, R_L = 30\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature.	-	15	21	ns	
Rise Time	$t_r$		-	21	35	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	50	74	ns	
Fall Time	$t_f$		-	20	30	ns	
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 8A, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{g(REF)} = 1.5mA$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	42	63	nC	
Gate to Source Charge	$Q_{gs}$		-	7.0	-	nC	
Gate to Drain "Miller" Charge	$Q_{gd}$		-	22	-	nC	
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0MHz$ (Figure 11)	-	1225	-	pF	
Output Capacitance	$C_{OSS}$		-	200	-	pF	
Reverse-Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		-	85	-	pF	
Internal Drain Inductance	$L_D$	Measured from the Contact Screw on Tab to Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Devices Inductances 	-	3.5	-	nH
		Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die		-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad		-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1.0	$^{\circ}\text{C/W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	62.5	$^{\circ}\text{C/W}$	

**Typical Performance Curves** Unless Otherwise Specified (Continued)

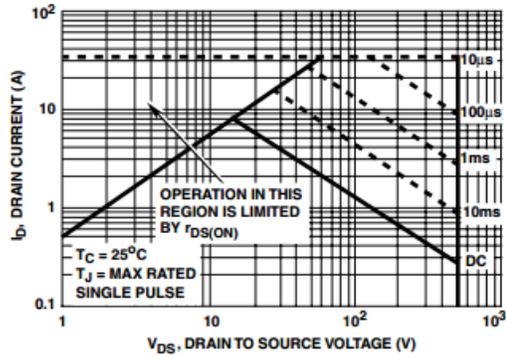


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

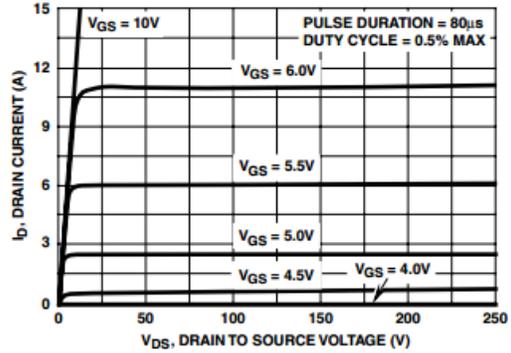


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

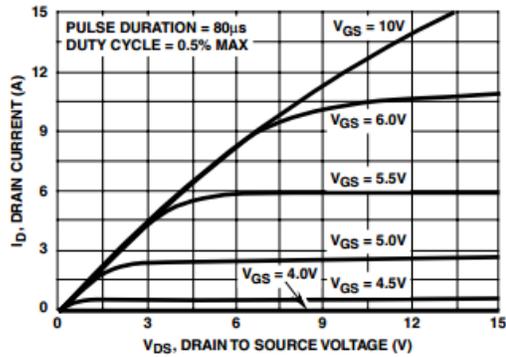


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

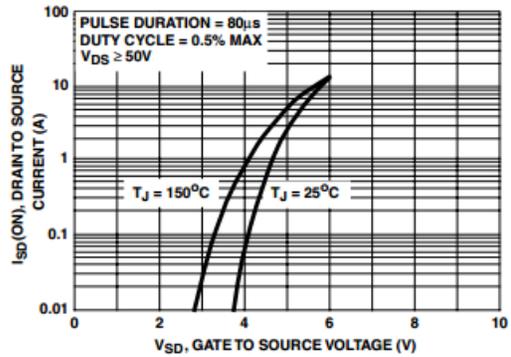


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

**Source to Drain Diode Specifications**

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	$I_{SD}$	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	8.0	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	$I_{SDM}$		-	-	32	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	$V_{SD}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 8.0\text{A}$ , $V_{GS} = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (Figure 13)	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 8.0\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	210	475	970	ns
Reverse Recovered Charge	$Q_{RR}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 8.0\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	2.0	4.6	8.2	$\mu\text{C}$

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$ .
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4.  $V_{DD} = 50\text{V}$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 14\text{mH}$ ,  $R_G = 25\Omega$ , peak  $I_{AS} = 8\text{A}$ .

**Typical Performance Curves** Unless Otherwise Specified

**Anexo II** Data sheet del MRF 150**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	$V_{DSS}$	125	Vdc
Drain–Gate Voltage	$V_{DGO}$	125	Vdc
Gate–Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 40$	Vdc
Drain Current — Continuous	$I_D$	16	Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300 1.71	Watts $\text{W}/^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	$-65$ to $+150$	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	200	$^\circ\text{C}$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTE — **CAUTION** — MOS devices are susceptible to damage from electrostatic charge. Reasonable precautions in handling and packaging MOS devices should be observed.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

**OFF CHARACTERISTICS**

Drain–Source Breakdown Voltage ( $V_{GS} = 0, I_D = 100\text{ mA}$ )	$V_{(BR)DSS}$	125	—	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{DS} = 50\text{ V}, V_{GS} = 0$ )	$I_{DSS}$	—	—	5.0	mAdc
Gate–Body Leakage Current ( $V_{GS} = 20\text{ V}, V_{DS} = 0$ )	$I_{GSS}$	—	—	1.0	$\mu\text{Adc}$

**ON CHARACTERISTICS**

Gate Threshold Voltage ( $V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 100\text{ mA}$ )	$V_{GS(th)}$	1.0	3.0	5.0	Vdc
Drain–Source On–Voltage ( $V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 10\text{ A}$ )	$V_{DS(on)}$	1.0	3.0	5.0	Vdc
Forward Transconductance ( $V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 5.0\text{ A}$ )	$g_{fs}$	4.0	7.0	—	mhos

**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Input Capacitance ( $V_{DS} = 50\text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{iss}$	—	400	—	pF
Output Capacitance ( $V_{DS} = 50\text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{oss}$	—	240	—	pF
Reverse Transfer Capacitance ( $V_{DS} = 50\text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{ MHz}$ )	$C_{rss}$	—	40	—	pF

**FUNCTIONAL TESTS (SSB)**

Common Source Amplifier Power Gain ( $V_{DD} = 50\text{ V}, P_{out} = 150\text{ W (PEP)}, I_{DQ} = 250\text{ mA}$ )	$G_{ps}$	—	17 8.0	—	dB
Drain Efficiency ( $V_{DD} = 50\text{ V}, P_{out} = 150\text{ W (PEP)}, f = 30; 30.001\text{ MHz}, I_D (\text{Max}) = 3.75\text{ A}$ )	$\eta$	—	45	—	%
Intermodulation Distortion (1) ( $V_{DD} = 50\text{ V}, P_{out} = 150\text{ W (PEP)}, f_1 = 30\text{ MHz}, f_2 = 30.001\text{ MHz}, I_{DQ} = 250\text{ mA}$ )	$IMD_{(d3)}$ $IMD_{(d11)}$	—	—32 —60	—	dB
Load Mismatch ( $V_{DD} = 50\text{ V}, P_{out} = 150\text{ W (PEP)}, f = 30; 30.001\text{ MHz}, I_{DQ} = 250\text{ mA}, \text{VSWR } 30:1 \text{ at all Phase Angles}$ )	$\psi$	No Degradation in Output Power			

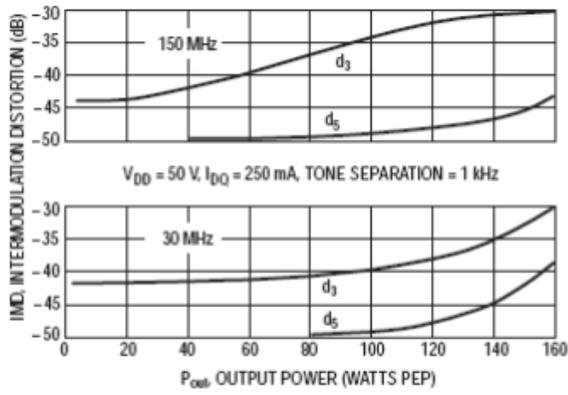


Figure 4. IMD versus  $P_{out}$

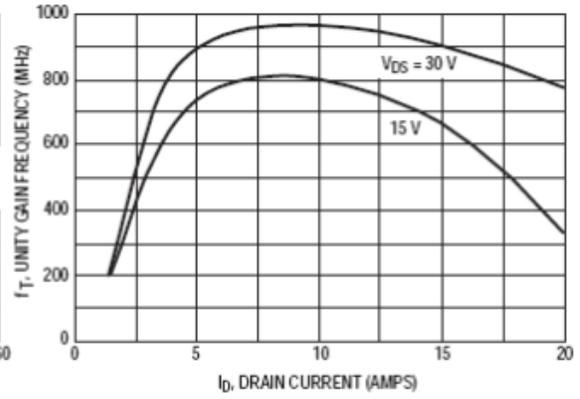


Figure 5. Common Source Unity Gain Frequency versus Drain Current

