

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE
POTENCIA DE MICROONDAS MEDIANTE
LA TÉCNICA DE LOAD PULL**
(Design of a microwave power amplifier using
load pull technique)

Para acceder al Título de
INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Juan José Sota Sisniega

Junio – 2014

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Juan José Sota Sisniega

Director del PFC: Ángel Mediavilla Sánchez

Título: “Diseño de un amplificador de potencia de microondas mediante la técnica de load pull”

Title: “Design of a microwave power amplifier using load pull technique”

Presentado a examen el día: 26 de Junio de 2014

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Marta Domingo Gracia

Secretario (Apellidos, Nombre): Ángel Mediavilla Sánchez

Vocal (Apellidos, Nombre): Alicia Casanueva López

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector
(a asignar por Secretaría)

Proyecto Fin de Carrera Nº

AGRADECIMIENTOS

A mi familia y amigos por aguantarme.

ÍNDICE

1. Introducción	1
1.1. Objetivo y motivación.....	2
1.2. Escenario	3
2. Tecnología.....	6
2.1. LDMOS.....	6
2.2. Amplificadores de potencia.....	11
2.2.1. Parámetros de los amplificadores de potencia.....	15
2.3. Líneas de transmisión <i>microstrip</i>	23
2.4. Análisis de redes de microondas	28
2.5. <i>Load Pull</i>	30
2.5.1. Fundamentos de <i>Load Pull</i>	31
2.5.2. Técnicas comunes de <i>Load Pull</i>	31
3. Caracterización.....	34
4. Diseño	44
4.1. Diseño Microstrip.....	50
5. Conclusiones y líneas futuras	52
Bibliografía.....	54

TABLA DE FIGURAS

Figura 1: Evolución de abonados de líneas móviles	2
Figura 2: Estimación de tráfico móvil	3
Figura 3: Terminales dispositivo amplificador	4
Figura 4: Necesidad de amplificar (a) Sin amplificador (b) Con amplificador.....	4
Figura 5: Amplificador de potencia dentro del sistema de transmisión	5
Figura 6: Espectro electromagnético.....	5
Figura 7: Sección transversal de un MOSFET tipo n.....	7
Figura 8: Condición para la amplificación.....	8
Figura 9: Modelos de funcionamiento. (a) Modelo de conmutador ideal. (b) Modelo conmutador-resistor. (c) Modelo conmutador – fuente de corriente	9
Figura 10: Principales fabricantes en tecnología LDMOS	10
Figura 11: Esquema de un dispositivo LDMOS.....	10
Figura 12: Diagrama bloque de un amplificador de potencia.....	11
Figura 13: Transistor como fuente de corriente dependiente	12
Figura 14: Formas de onda de la corriente de drenador i_D en varias clases de operación. (a) Clase A. (b) Clase B. (c) Clase AB. (d) Clase C.	13
Figura 15: Puntos de operación para las clases A, B, AB y C	13
Figura 16: Amplificador de clase A con transformador de un cuarto de longitud de onda	15
Figura 17: Espectro de entrada y salida de los voltajes de un amplificador de potencia debido a los armónicos (a) Espectro del voltaje de entrada. (b) Espectro del voltaje de salida debido a los armónicos.....	17
Figura 18: Espectro de entrada y salida de los voltajes de un amplificador de potencia debido a la intermodulación. (a) Espectro del voltaje de entrada. (b) Varias componentes del espectro de salida de voltaje debido a la intermodulación.....	20
Figura 19: Potencia de salida $P_o(f_2)$ y $P_o(f_2 - f_1)$ como funciones de la potencia de entrada del amplificador.....	21
Figura 20: Línea de transmisión acabada en la impedancia de carga Z_L	24
Figura 21: Líneas de campo eléctrico y magnético	25
Figura 22: Geometría de la línea microstrip	26
Figura 23: Red de microondas de N puertos.....	29
Figura 24: Esquema de Load Pull	30
Figura 25: Topología <i>Load Pull</i> pasiva.....	32
Figura 26: Topología <i>Load Pull</i> activa.....	33

Figura 27: Curva de entrada en continua	35
Figura 28: Curvas de salida	36
Figura 29: Coeficientes de reflexión	37
Figura 30: Ganancia y ganancia inversa	38
Figura 31: Esquema del amplificador	38
Figura 32: Condición de Rollet	39
Figura 33: Círculos de estabilidad	40
Figura 34: Respuesta en potencia	41
Figura 35: Productos de intermodulación	42
Figura 36: Espectro de los productos de intermodulación	42
Figura 37: Tensión de drenador	45
Figura 38: Contornos de potencia y PAE constantes	46
Figura 39: Coeficiente de reflexión de entrada Γ_{IN} de gran señal	47
Figura 40: Parámetro S_{11} de gran señal	48
Figura 41: Gráfica comparativa entre el transistor a 50 ohmios y el transistor con las redes diseñadas	49
Figura 42: Circuito con sintonizadores ideales	49
Figura 43: <i>Stub microstrip</i>	50

Capítulo 1

Introducción

1. Introducción

Este documento recoge el trabajo realizado en la elaboración del proyecto, sus fundamentos teóricos y una conclusión a modo de reflexión. A continuación se describen las secciones en las que se ha dividido el texto.

En la primera sección de carácter introductorio se indica el objetivo que persigue el proyecto, el origen y motivación del mismo. También aclara el campo de conocimiento en el que se desarrolla.

La segunda sección está dedicada a describir las tecnologías y fundamentos teóricos en los que se sustenta el trabajo.

La tecnología empleada en el transistor (metal óxido semiconductor), el tipo de línea de transmisión, que para el proyecto ha sido la tecnología planar *microstrip*. Y como parte singular en el proyecto, la técnica de diseño usada, *load pull*, sus fundamentos y diferentes opciones.

Una vez presentadas las tecnologías fundamentales, la tercera sección muestra el trabajo de caracterización del transistor, fase esencial previa a la elaboración de un buen diseño.

La sección posterior corresponde a la propia del diseño, en la que se toman decisiones en función de los requisitos a lograr.

Para finalizar el trabajo se han presentado las conclusiones y líneas futuras de trabajo.

1.1. Objetivo y motivación

El objetivo es diseñar un amplificador de potencia de microondas a partir de un modelo de transistor LDMOS del fabricante Motorola. El diseño se basará en la técnica *load pull*, la cual posibilita la explotación de las características de alta potencia del transistor.

La emergencia y el crecimiento de los estándares de comunicaciones inalámbricas, ha provocado un incremento en la demanda de amplificadores de potencia, requiriendo de estos una mejora en todos sus parámetros importantes.

Los avances tecnológicos producidos paralelamente en diversos campos, han permitido en los últimos años otorgarle movilidad a la capacidad de procesamiento, haciendo posible la prestación de servicios de calidad a los usuarios de forma ubicua. A este logro, se le añade además un coste cada vez más reducido, tanto en la adquisición de dispositivos como en el acceso al servicio.

Estos factores han provocado un gran aumento en el número de usuarios móviles (la **Figura 1** muestra las previsiones de la industria).

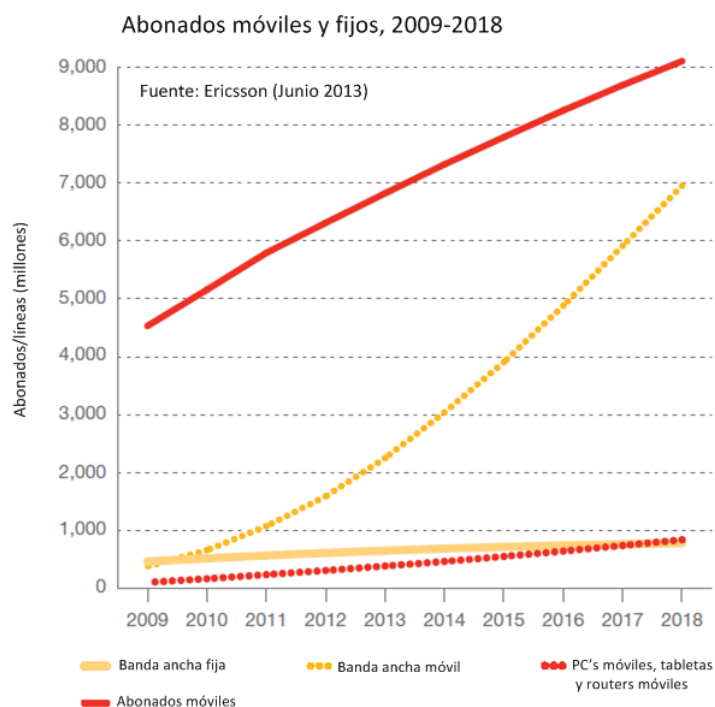


Figura 1: Evolución de abonados de líneas móviles

Además de crecer el número de abonados, estos individualmente consumen más datos. La **Figura 2** representa la estimación de tráfico, como se observa el crecimiento es muy pronunciado en las tecnologías móviles.

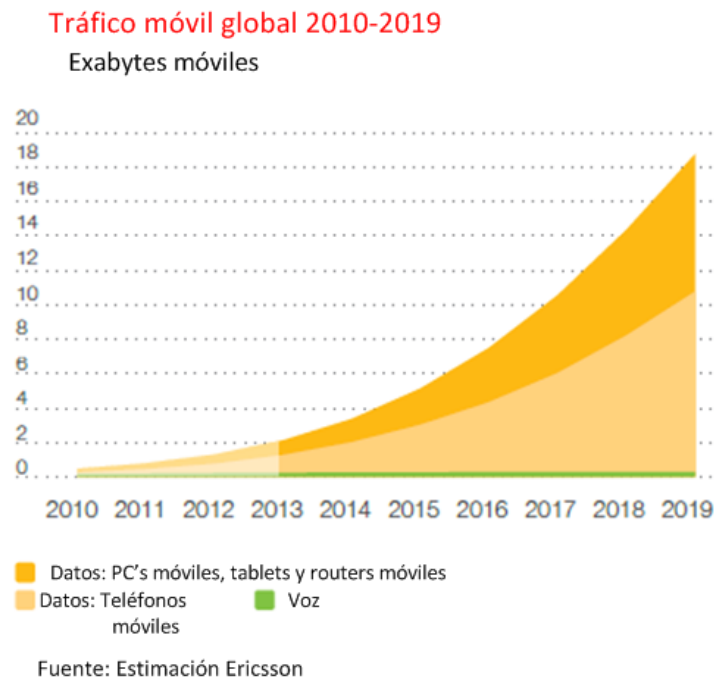


Figura 2: Estimación de tráfico móvil

Estas estadísticas, suponen retos para las nuevas infraestructuras de telecomunicaciones, que tienen que cumplir con las exigencias que las nuevas redes demandan.

Si se abre más el enfoque, la mejora en los amplificadores de potencia de microondas, incide en su proporción, en el desarrollo de la sociedad de la comunicación. Esta tiene la capacidad de aumentar el desarrollo e innovación a todos los niveles, desde la vida privada hasta el sector empresarial, donde una buena gestión de la información puede otorgar a la organización un factor diferencial en el mercado.

1.2. Escenario

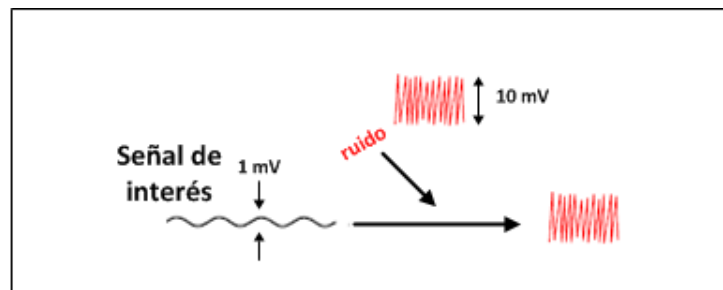
Antes de comenzar, es necesario presentar el escenario en el que se ha llevado a cabo el trabajo, haciendo una descripción general. El dispositivo a diseñar es un amplificador de potencia de microondas, separando cada término de la denominación completa, se aclara el motivo de su existencia.

El amplificador es un dispositivo de tres puertos, entrada, salida y alimentación (Figura 3).

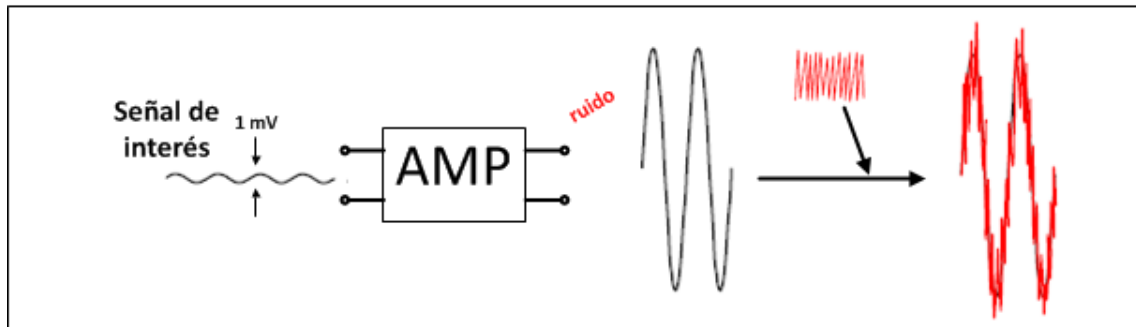


Figura 3: Terminales dispositivo amplificador

La amplificación nace de la necesidad de poseer una señal inteligible, o lo que es lo mismo, tener el nivel de señal de información por encima del nivel de ruido presente. El ruido es generado por todos los elementos del sistema y también por supuesto, en el canal de transmisión.



(A)



(B)

Figura 4: Necesidad de amplificar (a) Sin amplificador (b) Con amplificador

El esquema de la Figura 4 representa lo expresado de forma gráfica, en el caso a) la señal es enmascarada por el ruido, siendo imposible recuperarla. Por el contrario en b) la señal es previamente amplificada por lo que a pesar del ruido añadido en la transmisión, la señal recibida es manejable.

El segundo término dice que se trata de un amplificador de potencia. Este tipo de amplificadores se emplean en las últimas etapas (indicada en la Figura 5) de los sistemas de transmisión, precediendo la entrada de la señal a la antena para ser transmitida. Las características que han de tenerse más en cuenta para este tipo de amplificadores son la potencia de salida, la eficiencia, la ganancia y la linealidad.

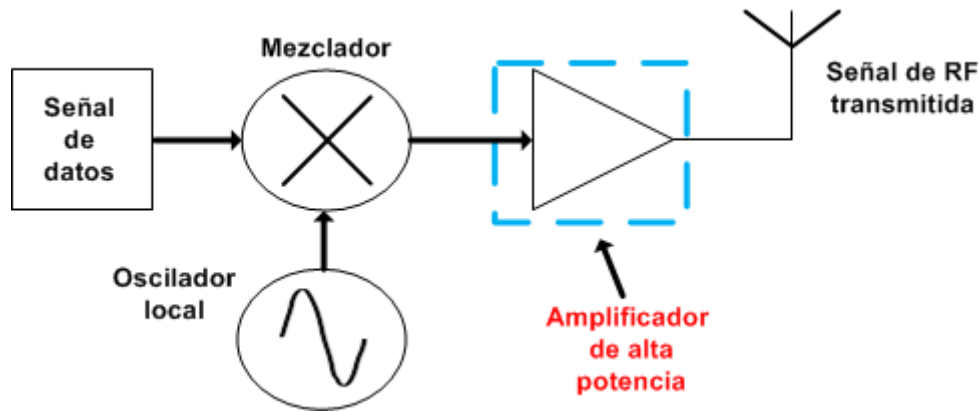


Figura 5: Amplificador de potencia dentro del sistema de transmisión

Por último se trata de un dispositivo que amplifica señal de microondas. Este término se refiere a señales de corriente alterna con frecuencias entre 300 MHz (3×10^8 Hz) y (3×10^{11} Hz) con su correspondiente longitud eléctrica entre $\lambda=c/f=10$ mm y $\lambda=1$ mm, respectivamente. Estas frecuencias son empleadas para llevar a cabo transmisiones inalámbricas.

Por la alta frecuencia y bajas longitudes de onda, la teoría clásica de circuitos, normalmente no puede aplicarse directamente para resolver los problemas de redes de microondas. Posteriormente, se explica con mayor detalle la técnica empleada a estas frecuencias.

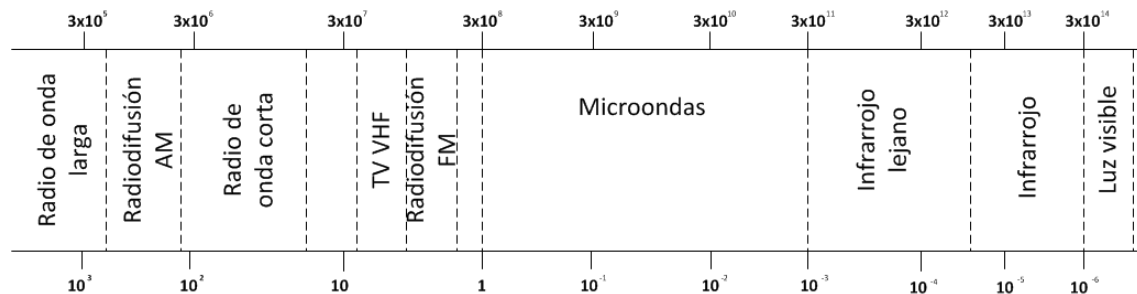


Figura 6: Espectro electromagnético

Finalmente se muestra en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, el espectro electromagnético, el cual sirve para visualizar una perspectiva global del escenario completo en el que se llevan a cabo las comunicaciones inalámbricas.

Capítulo 2

Tecnología

2. Tecnología

En esta segunda sección se exponen las características principales de las tecnologías sobre las que se sustenta el proyecto. Repasando en primer lugar los principios de la estructura metal óxido semiconductor. También se presentan las clases y parámetros de los amplificadores de potencia. Posteriormente se describe la tecnología *microstrip*, como línea de transmisión seleccionada y se explica la técnica de análisis de redes de microondas, finalmente se profundiza en el procedimiento de diseño empleado, *load pull*.

2.1. LDMOS

El transistor empleado es un *LDMOS*, un tipo de *MOSFET* destinado a la fabricación de amplificadores de alta potencia.

El principio de funcionamiento es el mismo que el de un *MOSFET*. Por este motivo, en primer lugar se explica el funcionamiento de este tipo de dispositivo, una vez analizado, se presentan las propiedades especiales del *LDMOS*.

El *MOSFET*, está dentro del tipo transistores controlados por un campo eléctrico (*FET Field-Electric Transistor*). La propiedad diferenciadora del *MOSFET* está en la

forma en que se aísla la puerta del conjunto del transistor. Empleando típicamente óxido de silicio (SiO_2) como aislante para formar la estructura Metal Óxido Semiconductor MOS que le da el prefijo a su nombre.

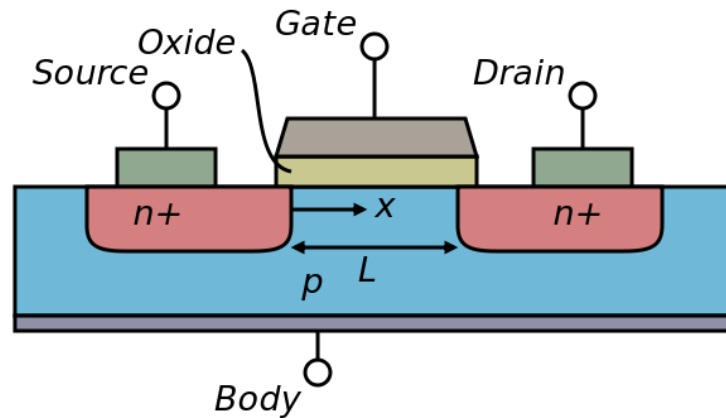


Figura 7: Sección transversal de un MOSFET tipo n

Un transistor *MOSFET* es un dispositivo de cuatro terminales; substrato, puerta, fuente y drenador. En la Figura 7 se ilustra el esquema de la estructura *MOSFET*.

Este tipo de dispositivo está controlado por la tensión de puerta. Está permite crear un canal entre fuente y drenador por el que fluye corriente.

La región debajo de la puerta, bordeada por la fuente y el drenador es la llamada región de canal. Un voltaje apropiado en el terminal de puerta produce una inversión de capa en la región de canal. La inversión de canal conecta los terminales de drenador y fuente otorgando un camino de conducción (canal) entre ambas. Una vez establecida la conexión, la corriente empieza a fluir entre los terminales de fuente y drenador a través del canal.

El tipo de portadores en la capa de inversión determina el tipo de transistor MOS, transistor tipo n (en el caso de los electrones) o de tipo p (en el caso de huecos). Si para la creación de la capa de inversión y por tanto el canal, se necesita aplicar voltaje en la puerta, el transistor se denomina de enriquecimiento. Si, por el contrario, el canal existe sin aplicar voltaje de puerta y este es empleado para suprimir o aumentar la apertura del canal, el transistor es de depleción.

En función de la tensión de puerta y la tensión entre drenador y fuente, un *MOSFET* posee tres modos de operación:

- **Modo de corte**

Cuando $V_{GS} < V_{TH}$ por el transistor no circula corriente. Si se tiene en cuenta un modelo más preciso, considerando el efecto de la energía térmica de la distribución Fermi-Dirac sobre las energías de los electrones, la presencia de electrones que cruzan el canal entre fuente y drenador se tiene en cuenta. Para el objeto de este

trabajo, este nivel de precisión es innecesario. En el mundo digital, los transistores se emplean como conmutadores, representando dos estados, en el que hay corriente y en el que no la hay, este último, se denomina modo de corte.

- **Modo lineal**

Se está en este modo, también llamado modo de triodo, cuando $V_{GS} > V_{TH}$ y $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$. En este modo el transistor entra en funcionamiento, ya que el canal ha sido creado. El dispositivo funciona como una resistencia, la cual es controlada por la tensión de puerta. En este modo de funcionamiento el dispositivo no amplifica, esta forma de funcionamiento se emplea para modelar aplicaciones digitales, concretamente cuando el conmutador está conduciendo.

- **Modo activo**

También conocido como saturación, se produce cuando $V_{GS} > V_{TH}$ y $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$. El canal está ya abierto, en este caso la tensión de drenador es mayor que la de fuente, provocando un ensanchamiento del canal. El comienzo de esta región se conoce como *pinch-off*, indica la inexistencia de canal en la zona próxima al drenador. Esta ausencia de canal no es suficiente para cortar el flujo de carga, ya que el campo eléctrico entre el drenador y el canal es muy alto. La expresión para la corriente de drenador es:

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2$$

donde K es una constante que depende de un conjunto de parámetros estructurales del transistor. Este régimen de funcionamiento es el empleado en el mundo analógico, es donde hay que polarizar el transistor para que se produzca la amplificación de la señal.

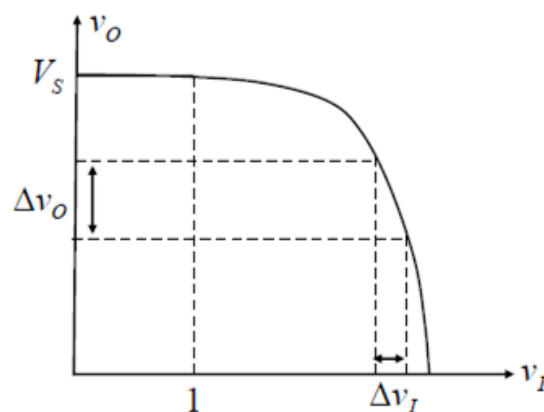


Figura 8: Condición para la amplificación

Planteando en función de la relación entrada salida como se ve en la Figura 8, la región que cumpla,

$$\frac{\Delta v_0}{\Delta v_1} > 1$$

es la zona activa, donde se produce amplificación.

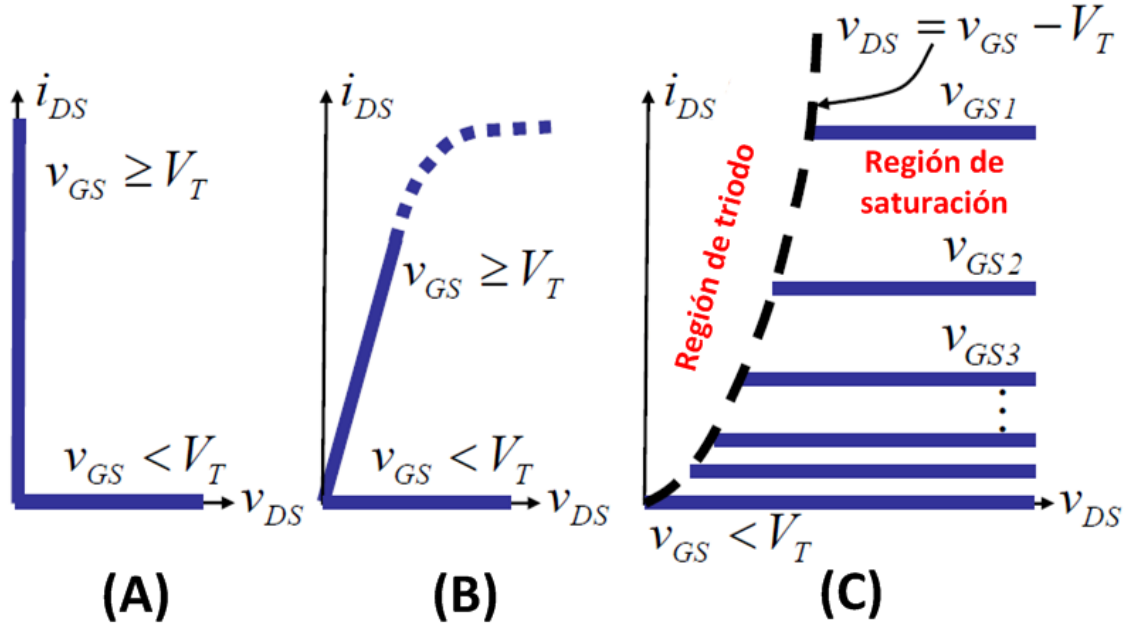


Figura 9: Modelos de funcionamiento. (a) Modelo de conmutador ideal. (b) Modelo conmutador-resistor. (c) Modelo conmutador – fuente de corriente

En la Figura 9 se pueden ver los modelos empleados cuando se trabaja con transistores MOS, como conmutador ideal en el caso A, como conmutador en el que se tiene en cuenta el efecto resistivo del canal en el caso B y por último el modelo C con el que se va a trabajar en este proyecto. Los modelos A y B se usan en electrónica digital y el C se emplea como modelo de elemento amplificador en aplicaciones analógicas.

Una vez descritos los fundamentos de la tecnología MOS, se procede a la descripción de las propiedades específicas de la tecnología *LDMOS* (*Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor*), acrónimo inglés para designar un tipo de transistor creado para el diseño de amplificadores de potencia de RF.

Esta variación de la tecnología *MOSFET* aparece en el mercado de RF hace 20 años como reemplazo de la tecnología bipolar.

La evolución de la tecnología ha permitido a esta técnica posicionarse como líder en algunas aplicaciones tales como; estaciones base, radiodifusión, FM, VHF, UHF, aplicaciones industriales, científicas y médicas (*ISM*) y radar. Pero mayormente, el elemento que ha propiciado su evolución ha sido la importante demanda de estaciones base en el mercado. Esto ha requerido una mejora constante de las características de los amplificadores de potencia y más específicamente de su eficiencia.

Fabricantes de dispositivos LDMOS son, TSMC, Infineon Technologies, RFMD, Freescale Semiconductor, NXP Semiconductors, SMIC, MK Semiconductors y Polyfet.



Figura 10: Principales fabricantes en tecnología LDMOS

Las modificaciones en la estructura del transistor son las siguientes:

- Mayor extensión de la región de drenador para soportar la tensión de ruptura.
- Inclusión de una capa de silicio epitaxial (de grosor igual a la extensión de la longitud del drenador) sobre un sustrato altamente dopado.
- Blindaje del drenador con puerta mediante una placa, logrando una baja capacidad de retroalimentación y consiguiendo fiabilidad al evitar la aparición de electrones calientes.
- La región de fuente n+ está conectada con la parte trasera mediante una vía de metal, un pozo p+ y un sustrato de alta conductividad p+.

En la Figura 11 se pueden ver las modificaciones listadas previamente.

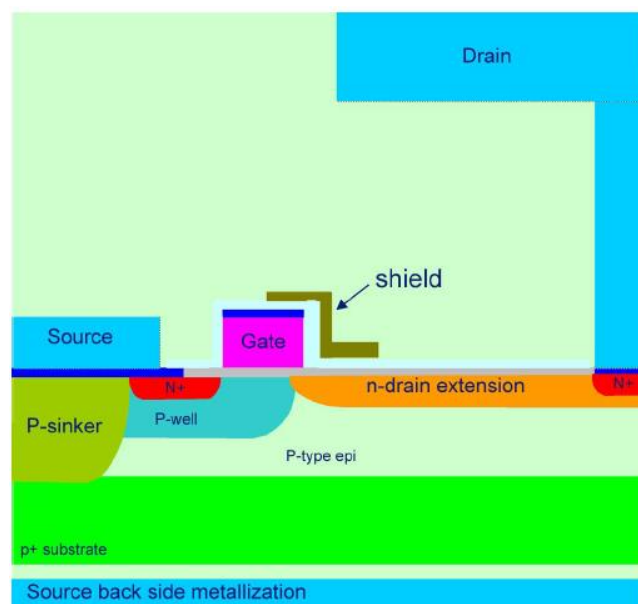


Figura 11: Esquema de un dispositivo LDMOS

2.2. Amplificadores de potencia

En un estadio superior a los transistores, se encuentran los amplificadores. Estos, tienen como elemento clave al transistor, ya que este como se ha comentado, bajo determinadas condiciones tiene la capacidad de amplificar la señal de entrada que recibe.

Este apartado trata de presentar la variedad de amplificadores existentes, presentando los criterios para su clasificación. También se muestra el esquema fundamental del amplificador.

Un amplificador de potencia es un elemento clave para construir un sistema de comunicación inalámbrico con éxito. Para minimizar las interferencias y el recrecimiento, los transmisores tienen que ser lineales. En la Figura 12 se muestra el diagrama de bloque de un amplificador de potencia de RF, consiste en un transistor, una red de salida, red de entrada, y un RF choke (bobina para aislar la continua de la señal RF). En los amplificadores de potencia, los transistores pueden operar como,

- Como una fuente de corriente dependiente.
- Como un conmutador.
- En modo saturado (parcialmente como fuente de corriente dependiente, parcialmente como conmutador).

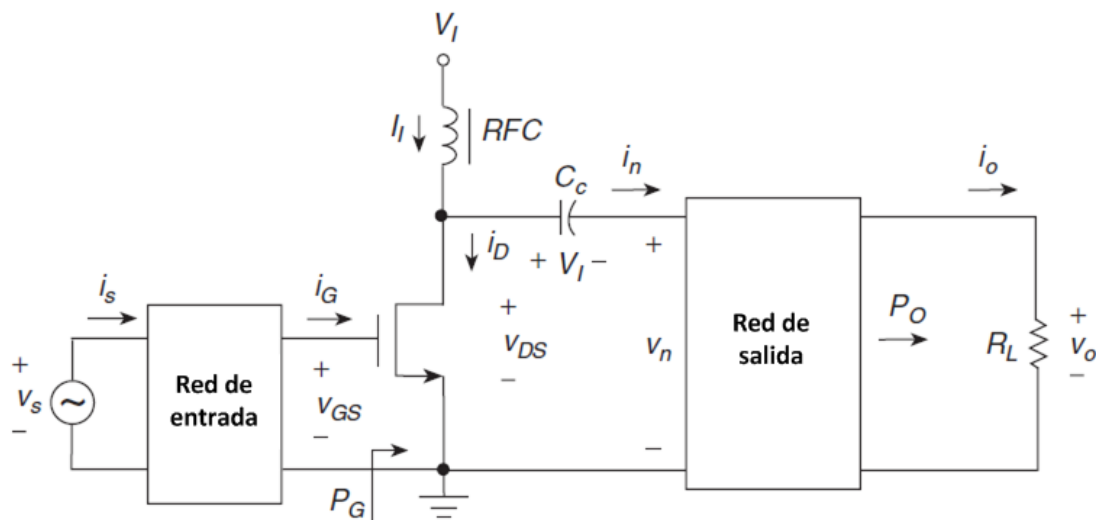


Figura 12: Diagrama bloque de un amplificador de potencia

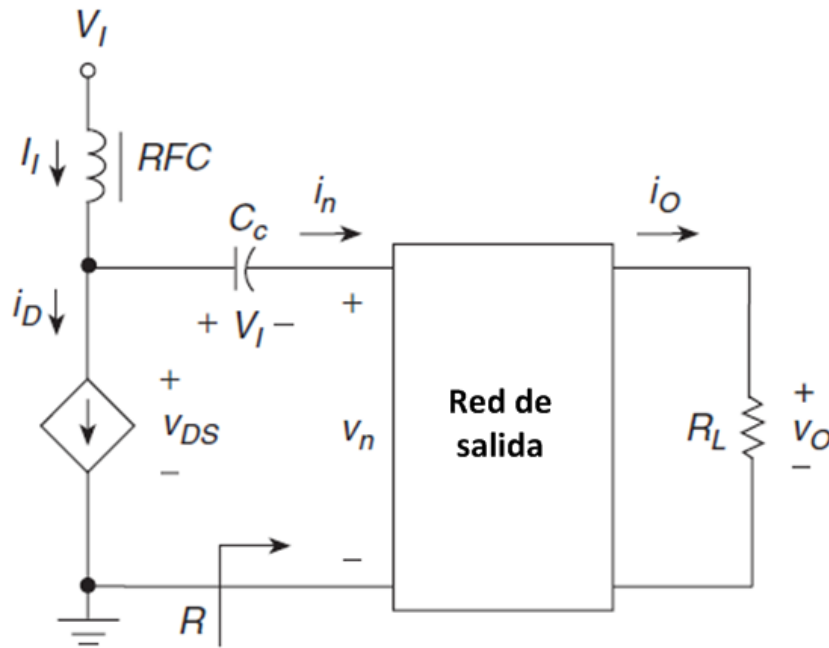


Figura 13: Transistor como fuente de corriente dependiente

En la Figura 13 se muestra el modelo de amplificador de potencia de RF, el transistor está operado como una fuente de corriente dependiente. En este modo de operación, la forma de onda de la corriente de drenador está determinada por la forma de onda del voltaje de puerta-fuente y el punto de operación. La forma de onda de la tensión de drenador depende de la fuente de corriente dependiente y la impedancia de carga de la red.

Este modo de operación es adecuado para amplificadores de potencia lineales. La linealidad es importante para señales moduladas en amplitud (AM).

Las principales funciones de la red de salida son:

- transformación de impedancias
- supresión de armónicos
- filtrar el espectro de la señal en un ancho de banda para evitar las interferencias con las señales de comunicación en los canales adyacentes.

Los amplificadores de potencia de RF con el transistor operando como fuente de corriente dependiente se clasifican en base al ángulo de conducción de la corriente de drenador. En la Figura 14 se muestran las formas de onda de la corriente de drenador i_D del transistor operado como fuente de corriente dependiente para los diferentes clases de operación y un voltaje de puerta-fuente sinusoidal. Los puntos de operación para las diferentes clases son mostrados en la Figura 15.

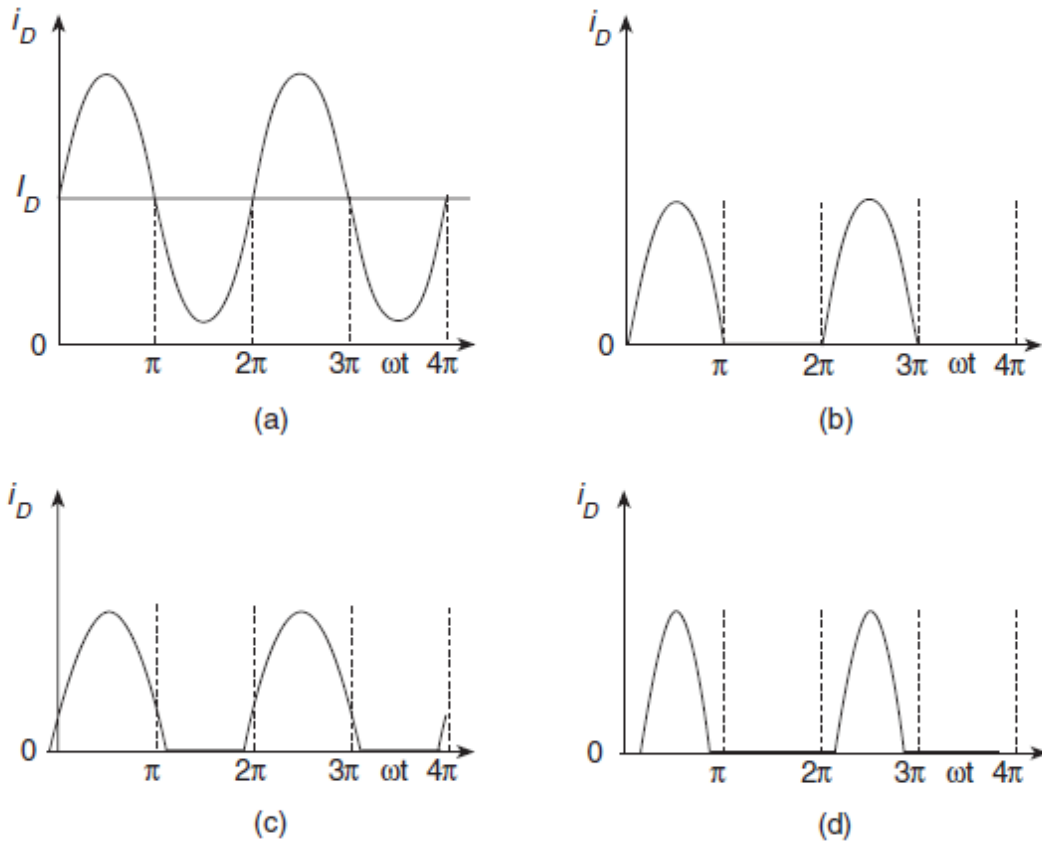


Figura 14: Formas de onda de la corriente de drenador i_D en varias clases de operación. (a) Clase A. (b) Clase B. (c) Clase AB. (d) Clase C.

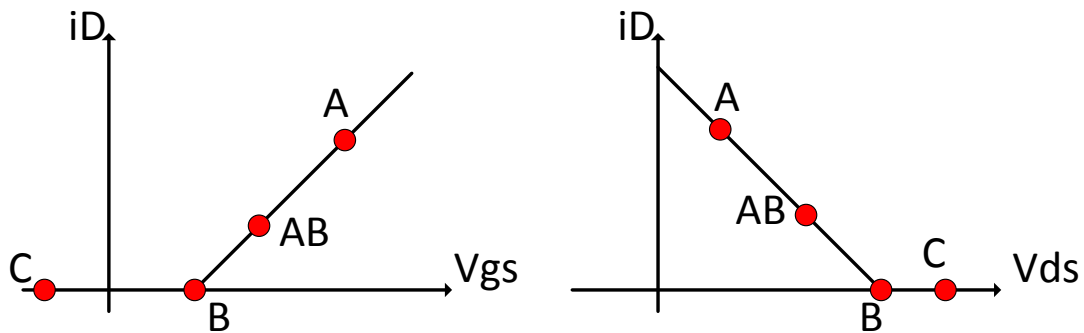


Figura 15: Puntos de operación para las clases A, B, AB y C

En la clase A, el ángulo de conducción 2θ es 360° . El voltaje puerta-fuente v_{GS} tiene que ser más alto que la tensión de *threshold* V_{TH} , $v_{GS} > V_{TH}$. Esto se consigue eligiendo la componente de DC de la puerta-fuente V_{GS} lo suficientemente grande de forma que $V_{GS} - V_{gs,m} > V_{TH}$, donde $V_{gs,m}$ es la amplitud de la componente de AC de v_{GS} . La corriente de DC de drenador I_D debe de ser mayor que la amplitud de la componente de AC I_m de la corriente de drenador i_D . Como resultado el transistor conduce durante el ciclo completo.

En la clase B, el ángulo de conducción 2θ es 180° . La componente de DC V_{GS} del voltaje puerta-fuente es igual a V_{TH} y la corriente de polarización I_D es cero. Por lo tanto, el transistor conduce únicamente durante la mitad del ciclo.

En la clase AB, el ángulo de conducción 2θ está entre 180° y 360° . La componente de DC del voltaje puerta-fuente V_{GS} está ligeramente por debajo de la tensión V_{TH} y el transistor está polarizado con una pequeña corriente de drenador I_D . Como el nombre sugiere, la clase AB es la clase intermedia entre la clase A y la B.

En la clase C, el ángulo de conducción 2θ de la corriente de drenador es menor a 180° . El punto de operación está localizado en la zona de corte porque $V_{GS} < V_{TH}$. La corriente de polarización de drenador I_D es cero. El transistor conduce para un intervalo menor que la mitad del ciclo.

Las clases de operación A, AB, y B son usadas en audio y en amplificadores de potencia de RF, mientras que la clase C es usada solo para amplificadores de potencia de RF.

El transistor es operado como conmutador en los amplificadores de potencia de clase D, E, y DE. En la clase F, el transistor es operado como fuente de corriente dependiente o como conmutador.

En este proyecto se ha optado por la clase A. Este tipo de amplificador produce una réplica de la forma de onda del voltaje de entrada. Ofrece una reproducción precisa de la envolvente y de la fase de la señal original. La señal de entrada puede contener voz o imágenes. El transistor en la clase de amplificadores A está operado como fuente de corriente constante. El ángulo de conducción del drenador es 360° . La eficiencia de la clase A es muy baja, con un máximo de 50 %.

El circuito para el amplificador clase A, es mostrado en la Figura 16. Consiste en un transistor, un circuito resonante L-C, un transformador de un cuarto de longitud de onda y un condensador de acople C_C . La región de operación del transistor está localizada en la región activa, también llamada de saturación. La componente de DC de la puerta-fuente V_{GS} , es mayor que la tensión de *threshold* V_{TH} . El transistor es operado como una fuente de corriente controlada por tensión.

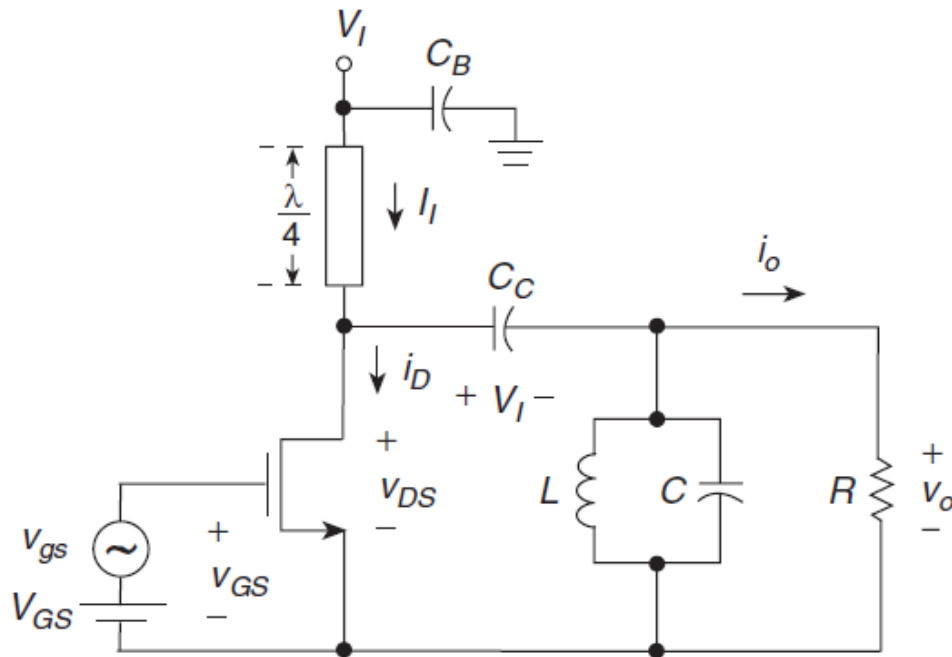


Figura 16: Amplificador de clase A con transformador de un cuarto de longitud de onda

La forma de la tensión de entrada de pequeña señal v_{gs} puede tener cualquier forma. i_D está en fase con la tensión puerta-fuente v_{GS} . La componente ac de la intensidad de drenador i_D tiene la misma forma que la componente ac de la tensión puerta-fuente v_{GS} siempre y cuando el transistor este operado en la región de saturación $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$, en otro caso la forma de onda de la intensidad de drenador se aplana por la cresta. A la frecuencia de resonancia f_0 , la corriente de drenador i_D y el voltaje drenador-fuente v_{DS} están desplazados en fase 180° . El punto de operación es escogido de manera que el ángulo de conducción de la corriente de drenador es 2θ 360° . La característica $v_{GS} - v_o$ de la clase A de amplificadores de potencia es casi lineal, produciendo poca distorsión armónica (*HD*) y baja distorsión de intermodulación (*IMD*). EL nivel de armónicos en el voltaje de salida es muy bajo. Por tanto el amplificador de potencia de clase A es un amplificador lineal. Es adecuado para la amplificación de señales AM.

2.2.1. Parámetros de los amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia contienen un transistor, el cual es un componente no lineal operado bajo condiciones de gran señal. La corriente de drenador i_D es una función no lineal del voltaje puerta-fuente v_{GS} . Por lo tanto, los amplificadores de potencia producen componentes que no están presentes en la señal de entrada. La relación entre la señal de salida v_o y el voltaje de entrada v_s para un amplificador de potencia casi lineal o débilmente no lineal, como un amplificador de clase A, es no lineal $v_o = f(v_s)$. Esta relación puede ser expandida en serie de potencia de Taylor alrededor del punto de operación

$$v_0 = f(v_S) = V_{0(DC)} + a_1 v_S + a_2 v_S^2 + a_3 v_S^3 + a_4 v_S^4 + a_5 v_S^5 + \dots$$

Por tanto el voltaje de salida consiste en un infinito número de componentes no lineales. La serie en potencias de Taylor tiene en cuenta solo las relaciones de amplitud.

Las no linealidades de los amplificadores de potencia producen dos tipos de señales no deseadas:

- Armónicos de la frecuencia portadora.
- Productos de intermodulación (*IMP*).

Las componentes distorsivas no lineales pueden corromper la señal deseada. La distorsión armónica (*HD*) ocurre cuando una única frecuencia es aplicada a la entrada del amplificador de potencia. La distorsión por intermodulación (*IMD*) se produce cuando dos o más frecuencias son aplicadas a la entrada del amplificador de potencia. Para evaluar la linealidad de los amplificadores de potencia, se puede emplear (1) una prueba con un único tono y (2) una prueba con dos tonos. En la prueba con un solo tono, una fuente de voltaje sinusoidal es usada para alimentar el amplificador de potencia. En la prueba de dos tonos, dos fuentes sinusoidales son conectadas en serie para alimentar el amplificador de potencia. La primera prueba producirá armónicos y la segunda armónicos y productos de intermodulación (*IMP's*).

1. Armónicos de la frecuencia portadora

Para estudiar el proceso de generación de armónicos, se va a suponer que un amplificador de potencia es excitado por un único tono en la forma de voltaje sinusoidal

$$v_s(t) = V_m \cos wt$$

Para obtener una visión de la generación de armónicos por parte de un transmisor no lineal, se considera el siguiente ejemplo de amplificador de potencia descrito por un polinomio de tercer orden,

$$v_0(t) = a_1 v_s(t) + a_2 v_s(t)^2 + a_3 v_s(t)^3$$

El voltaje de salida del transmisor es dado por,

$$\begin{aligned} v_0(t) &= a_1 V_m \cos wt + a_2 V_m^2 \cos^2 wt + a_3 V_m^3 \cos^3 wt \\ &= a_1 V_m \cos wt + \frac{1}{2} a_2 V_m^2 (1 + \cos 2wt) + \frac{1}{4} a_3 V_m (3 \cos wt + \cos 3wt) = \\ &= \frac{1}{2} a_2 V_m^2 + \left(a_1 V_m + \frac{3}{4} a_3 V_m^3 \right) \cos wt + \frac{1}{2} a_2 V_m^2 \cos 2wt + \frac{1}{4} a_3 V_m^3 \cos 3wt \end{aligned}$$

Por tanto, el voltaje de salida del amplificador de potencia contiene las componentes fundamentales de la frecuencia portadora $f_1=f_c$ y armónicos $2f_1=2f_c$ y $3f_1=3f_c$, como se muestra en la Figura 17.

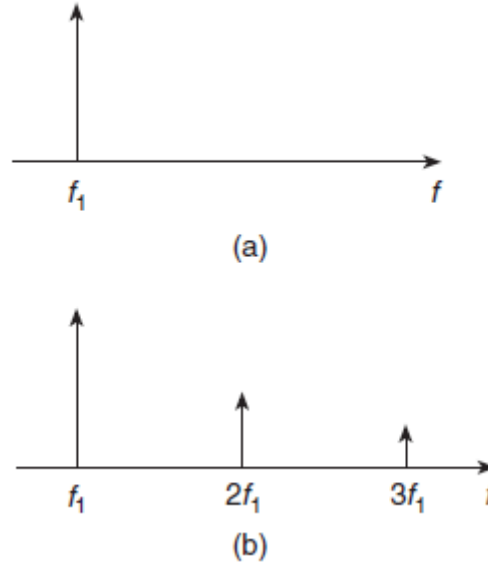


Figura 17: Espectro de entrada y salida de los voltajes de un amplificador de potencia debido a los armónicos (a) Espectro del voltaje de entrada. (b) Espectro del voltaje de salida debido a los armónicos

La amplitud del armónico n es proporcional a V_m^n . Los armónicos pueden interferir con otros canales de comunicación y deben ser filtrados hasta un nivel aceptable.

Los armónicos son siempre múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Por tanto las frecuencias armónicas de la señal se salida del transmisor con la frecuencia portadora f_c son dadas por $f_n=nf_c$, donde $n=2,3,4,\dots$ es un entero. Si una señal armónica tiene una amplitud lo suficientemente grande y cae dentro de la banda de paso del receptor adyacente, puede causar interferencias con la recepción y puede que no pueda ser filtrada. Los armónicos tienen que ser filtrados en el transmisor en su banda de paso en la red de salida.

La distorsión armónica está definida como el cociente de la amplitud del armónico n V_n y la amplitud del fundamental V_1 .

$$HD_n = \frac{V_n}{V_1} = 20 \log \left(\frac{V_n}{V_1} \right) (dB)$$

La distorsión para el segundo armónico, para $a_1 \gg 3a_3 V_m^2/4$, es dada por,

$$HD_2 \approx \frac{a_2 V_m}{2a_1}$$

La distorsión del segundo armónico HD_2 es proporcional a la amplitud de voltaje de entrada V_m . La distorsión para el tercer armónico, suponiendo $a_1 \gg 3a_3V_m^2/4$ es dada por,

$$HD_3 = \frac{a_3 V_m^2}{4a_1}$$

El tercer armónico HD_3 es proporcional a V_m^2 . Normalmente las amplitudes tienen que estar desde -50 a -70 dB por debajo de la amplitud de la portadora.

$$HD_n = \frac{P_n}{P_c} = 10 \frac{P_n}{P_c} \text{ (dBc)}$$

El término dBc se refiere al cociente de la componente de la potencia de la distorsión espectral y el de la potencia de la portadora.

El contenido armónico de una forma de onda es descrito por la distorsión total armónica (THD) definida como,

$$THD = \sqrt{HD_2^2 + HD_3^2 + HD_4^2 + \dots}$$

2. Productos de intermodulación

La intermodulación se produce cuando dos o más señales de diferentes frecuencias son aplicadas a la entrada de un circuito no lineal, como un transmisor de RF. Esto provoca la mezcla de componentes de diferentes frecuencias. Por lo tanto, la señal de salida contiene componentes con frecuencias adicionales, llamadas productos de intermodulación. Las frecuencias de los productos de intermodulación son las sumas o las diferencias de las frecuencias de la señal de entrada y sus armónicos. Para una entrada excitada por dos frecuencias f_1 y f_2 las frecuencias de las componentes de la señal de salida son las dadas por,

$$f_{IM} = nf_1 \pm mf_2$$

donde $n=0,1,2,3,\dots$ y $m=0,1,2,3,\dots$ son enteros. El orden de un producto de intermodulación para una señal de dos tonos es la suma de los valores absolutos de los coeficientes n y m dado por

$$K_{IMP} = n + m$$

Si los productos de intermodulación con suficiente amplitud caen dentro de la banda del receptor, degradaran la calidad de recepción. Por ejemplo, $2f_1+f_2$, $2f_1-f_2$, $2f_2+f_1$, $2f_2-f_1$ son los productos de intermodulación de tercer orden. Estos son los que normalmente tienen componentes en el ancho de banda del sistema. Por el contrario, los armónicos de segundo orden $2f_1$ y $2f_2$, y los productos de intermodulación de

segundo orden f_1+f_2 y f_1-f_2 están generalmente fuera de la banda de paso y no son por lo tanto un problema serio.

Una prueba mediante la excitación de dos tonos es empleada para evaluar la distorsión por intermodulación de los amplificadores de potencia. En esta prueba, el voltaje de entrada del amplificador de potencia es dada por,

$$v_s(t) = V_{m1}\cos w_1 t + V_{m2}\cos w_2 t$$

La salida obtenida es la siguiente,

$$\begin{aligned} v_0(t) &= a_1 v_s(t) + a_2 v_s(t)^2 + a_3 v_s(t)^3 = \\ &= a_1 V_{m1} \cos w_1 t + a_1 V_{m2} \cos w_2 t + a_2 (V_{m1} \cos w_1 t + V_{m2} \cos w_2 t)^2 \\ &+ a_3 (V_{m1} \cos w_1 t + V_{m2} \cos w_2 t)^3 = \\ &= a_1 V_{m1} \cos w_1 t + a_1 V_{m2} \cos w_2 t \\ &+ a_2 V_{m1}^2 \cos^2 w_1 t + 2a_2 V_{m1} V_{m2} \cos w_1 t \cos w_2 t + a_2 V_{m2}^2 \cos^2 w_2 t \\ &+ a_3 V_{m1}^3 \cos^3 w_1 t + 3a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos^2 w_1 t \cos w_2 t \\ &+ 3a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos w_1 t \cos^2 w_2 t + a_3 V_{m2}^3 \cos^3 w_2 t \end{aligned}$$

Agrupando según el contenido espectral,

$$\begin{aligned} v_0 &= \left(a_1 V_{m1} + \frac{3}{2} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^3 \right) \cos w_1 t \\ &+ \left(a_1 V_{m2} + \frac{3}{2} a_3 V_{m2} V_{m1}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m2}^3 \right) \cos w_2 t \\ &+ a_2 V_{m1} V_{m2} \cos(w_2 - w_1)t + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos(w_2 + w_1)t \\ &+ \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos(2w_1 - w_2)t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos(2w_1 + w_2)t \\ &+ \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos(2w_2 - w_1)t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos(2w_2 + w_1)t + \dots \end{aligned}$$

El voltaje de salida contiene:

- componentes fundamentales f_1 y f_2
- armónicos de las componente fundamentales $2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2, \dots$
- productos de intermodulación $f_2-f_1, f_2+f_1, 2f_1+f_2, 2f_1-f_2, 2f_2+f_1, 2f_2-f_1, 3f_1-2f_2, 3f_2-2f_1, \dots$

El espectro del voltaje de entrada de dos tonos de amplitudes iguales y varias componentes del espectro en el voltaje de salida son mostradas en la Figura 18. Si la diferencia entre f_2 y f_1 es pequeña, los productos de intermodulación, que están en $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$, son de máximo interés porque son los más próximos a las componentes fundamentales. La diferencia de frecuencia del producto de intermodulación en $2f_1 - f_2$ con respecto a la fundamental f_1 es

$$\Delta f = f_1 - (2f_1 - f_2) = f_2 - f_1$$

Suponiendo que $V_{m1}=V_{m2}=V_m$, las amplitudes de los productos de intermodulación de tercer orden son

$$V_{2f_2-f_1} = V_{2f_1-f_2} = \frac{3}{4} a_3 V_m^2$$

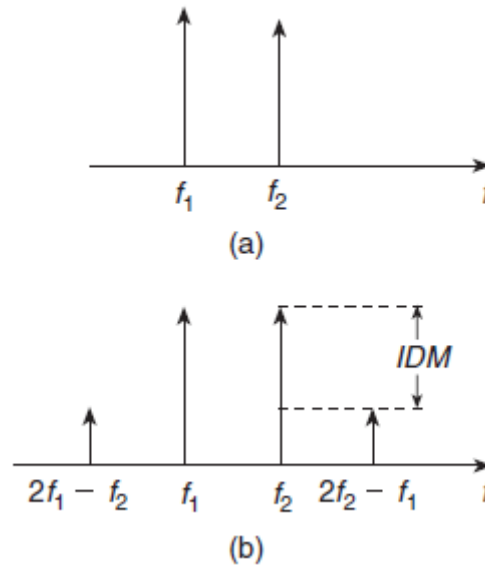


Figura 18: Espectro de entrada y salida de los voltajes de un amplificador de potencia debido a la intermodulación. (a) Espectro del voltaje de entrada. (b) Varias componentes del espectro de salida de voltaje debido a la intermodulación.

Suponiendo también que $V_{m1}=V_{m2}=V_m$ y $a_3 \ll a_1$. El producto de intermodulación de tercer orden en la componente $2f_1 \pm f_2$ o la componente $2f_2 \pm f_1$ es el siguiente,

$$IM_3 = \frac{V_{2f_2-f_1}}{V_{f_2}} = \frac{\frac{3}{4} a_3 V_m^3}{\left(a_1 + \frac{9}{4} a_3\right) V_m} \approx \frac{\frac{3}{4} a_3 V_m^3}{a_1 V_m} = \frac{3}{4} \left(\frac{a_3}{a_1}\right) V_m^2$$

Como se observa en la expresión, el producto de intermodulación de tercer orden crece con el cuadrado de la amplitud.

3. Rango dinámico

La Figura 19 muestra la potencia de salida deseada $P_o(f_2)$ y el producto de intermodulación no deseado en la potencia de salida $P_o(2f_2-f_1)$ como funciones de la potencia de entrada P_i en una escala logarítmica. Esta característica exhibe una región lineal y una región no lineal. A medida que la potencia de entrada P_i se incrementa, la potencia de salida alcanza la saturación, provocando la compresión de la ganancia. El punto en el que la ganancia en potencia del amplificador no lineal se desvía de la línea ficticia del amplificador ideal en un 1dB, se denomina punto de compresión 1 dB. Es empleado como medida para conocer la capacidad de manejo de energía que posee el amplificador de potencia. La potencia de salida en el punto de compresión 1 dB viene dada por,

$$P_{0(1dB)}(dBm) = A_{1dB} + P_{i(1dB)}(dBm) = A_{0(1dB)} - 1dB + P_{i(1dB)}(dBm)$$

donde A_0 es la ganancia en potencia de un amplificador de potencia lineal ideal y $A_{1\text{dB}}$ es la ganancia en potencia en el punto de compresión 1 dB.

El rango dinámico de un amplificador de potencia es la región donde el amplificador tiene una ganancia en potencia lineal. Es definido como la diferencia entre la potencia de salida $P_{0(1dB)}$ y la mínima potencia detectable P_{0min} .

$$d_R = P_{0(1dB)} - P_{0min}$$

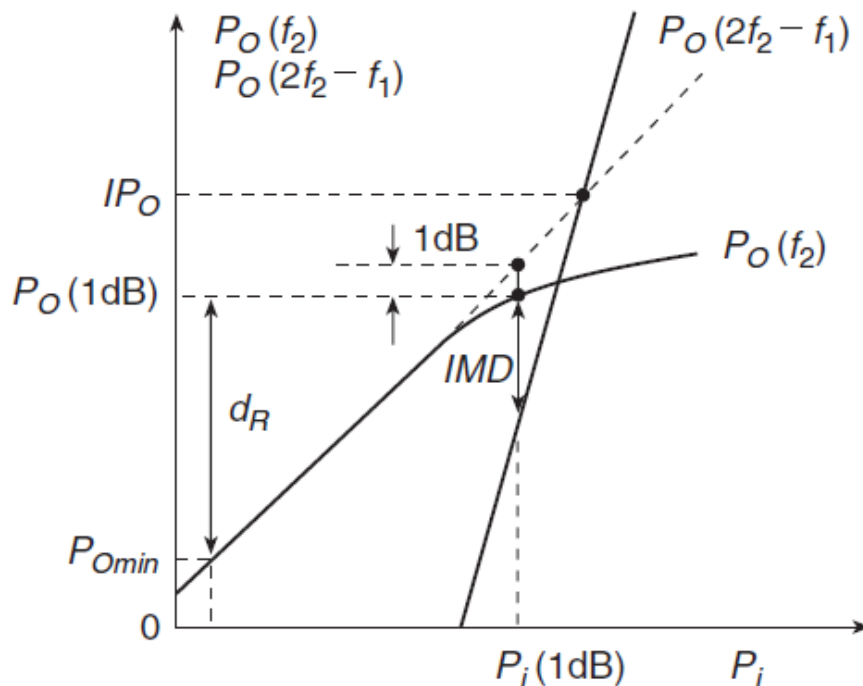


Figura 19: Potencia de salida $P_o(f_2)$ y $P_o(f_2 - f_1)$ como funciones de la potencia de entrada del amplificador

4. PAE (Power Added Energy)

Por lo general el amplificador de potencia es el elemento del sistema que más potencia de continua consume en un dispositivo de mano. Por este motivo, todas las mejoras que se puedan introducir en cuanto a la eficiencia de este elemento del sistema, serán de gran importancia en la autonomía del equipo, si se trata de un dispositivo móvil y en el caso de un de un sistema fijo, en un ahorro directo en el gasto energético.

Una medida de la eficiencia, es la relación entre la potencia de salida de la señal de RF y la potencia de entrada de continua.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$$

En esta fórmula no se tiene en cuenta la potencia entregada a la entrada, una mejor medida que incluye este factor es la siguiente:

$$\eta_{PAE} = PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta$$

donde G es la ganancia del amplificador, esta expresión muestra de forma clara el compromiso entre la eficiencia y la ganancia en un amplificador.

2.3. Líneas de transmisión *microstrip*

En primer lugar, este apartado se dedica a explicar brevemente lo que es una línea de transmisión terminada en una carga, para posteriormente describir más en profundidad el caso de la línea *microstrip*.

Las líneas de transmisión, son el eslabón que une el análisis de campo y la teoría básica de circuitos, por lo que esto representa, son una parte importante en el análisis de redes de microondas (sección 2.4).

La diferencia clave entre la teoría clásica de circuitos y la teoría de líneas de transmisión, es el tamaño eléctrico. La línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos, donde los voltajes y las corrientes varían con la longitud.

Una de las propiedades fundamentales de las líneas de transmisión, es la reflexión de las ondas. A continuación se explica este fenómeno para el caso de una línea acabada en una carga.

Se supone una onda incidente $V_o^+ e^{-j\beta z}$ generada por una fuente situada a una distancia $z < 0$ (Figura 20). El cociente entre el voltaje y la corriente es Z_o , conocida como impedancia característica. Cuando la línea está terminada por una carga Z_L distinta de Z_o el cociente entre el voltaje y la corriente en la carga ha de ser Z_L . Por tanto una onda reflejada debe de ser excitada con la amplitud apropiada para satisfacer esta condición. Matemáticamente se desarrolla,

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z}$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{j\beta z}$$

El voltaje y la corriente en la carga están relacionados por la impedancia de carga, por lo que en $z=0$ se tiene,

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_o$$

resolviendo para V_o^- ,

$$V_o^- = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} V_o^+$$

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

En cuanto a la potencia, se obtiene una potencia media constante a lo largo de la línea, siendo la potencia total entregada a la carga (P_{av}) igual a la potencia incidente menos la potencia reflejada.

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_o} (1 - |\Gamma|^2)$$

Cuando la carga no está adaptada, la presencia de ondas reflejadas produce ondas estacionarias donde la magnitud del voltaje en la línea no es constante.

$$|V(z)| = |V_o^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_o^+| |1 + \Gamma e^{-2j\theta l}| = |V_o^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2\beta l)}|$$

donde $l = -z$ es la distancia positiva medida desde la carga $z=0$ y θ es la fase del coeficiente de reflexión. Este resultado muestra que la magnitud del voltaje oscila con la posición z a lo largo de la línea. El máximo valor ocurre cuando el término de la fase es la unidad,

$$V_{max} = |V_o^+| (1 + |\Gamma|)$$

y el mínimo valor para cuando la fase es la unidad negativa.

$$V_{min} = |V_o^+| (1 - |\Gamma|)$$

Una medida del grado de desadaptación es el llamado relación de onda estacionaria *SWR* (*Standing Wave Ratio*). La distancia entre dos máximos o mínimos es $l = 2\pi/2\beta = \pi\lambda/2\pi = \lambda/2$, mientras que la distancia entre un máximo y un mínimo es de $\lambda/4$ donde λ es la longitud de onda en la línea de transmisión.

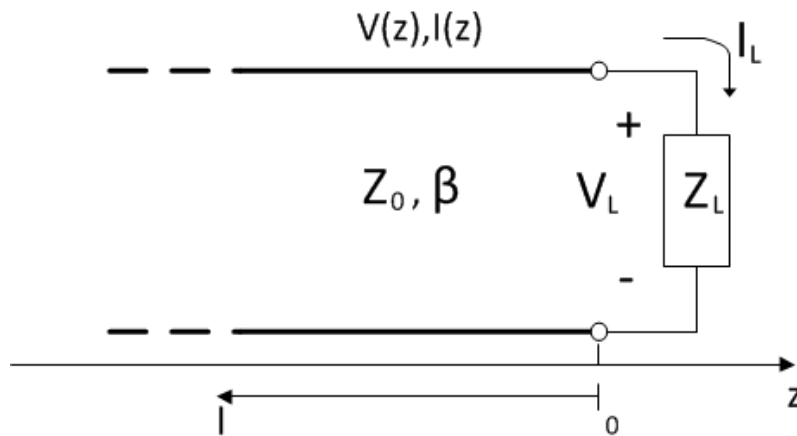


Figura 20: Línea de transmisión acabada en la impedancia de carga Z_L

El coeficiente de reflexión es el cociente entre la amplitud del voltaje de la onda reflejada y la onda incidente en la carga $l=0$. Esta cantidad puede ser extendida a cualquier punto de la línea $l=-z$.

$$\Gamma(l) = \frac{V_o^- e^{-j\beta l}}{V_o^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta l}$$

donde $\Gamma(0)$ es el coeficiente de reflexión en $z=0$. Esta forma de expresión es útil cuando se quiere transformar el efecto de la desadaptación a lo largo de la línea.

La potencia a lo largo de la línea es constante, pero la amplitud del voltaje en una línea desadaptada oscila a lo largo de la línea. Por lo que si el voltaje varía también lo hace la impedancia mirando hacia la línea, en función de la distancia l . Por lo que desarrollando se llega a la relación,

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \tan \beta l}$$

Esta expresión ofrece la impedancia de entrada para una longitud determinada de línea de transmisión, se empleará en el desarrollo del diseño del amplificador.

Una vez introducida la línea de transmisión, se concreta más, informando sobre la línea *microstrip* en particular.

La línea *microstrip* es uno de los tipos más populares de líneas de transmisión planares, principalmente porque puede fabricarse mediante proceso fotolitográfico y es fácilmente integrable con otros dispositivos de microondas pasivos y activos.

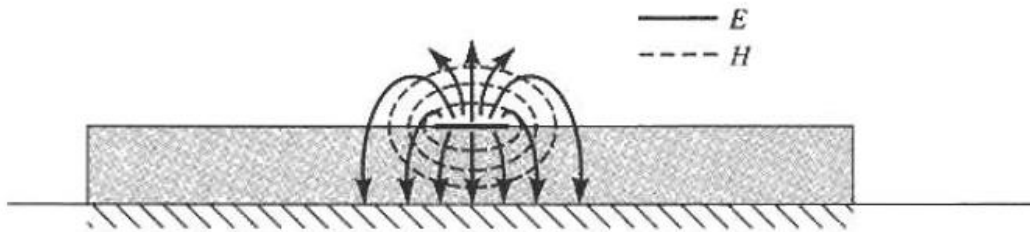


Figura 21: Líneas de campo eléctrico y magnético

La geometría de una línea microstrip se muestra en la Figura 22. Un conductor de anchura W es impreso en un sustrato dieléctrico de grosor h y permitividad relativa ϵ_r ; un dibujo de las líneas de campo se puede observar en la Figura 21.

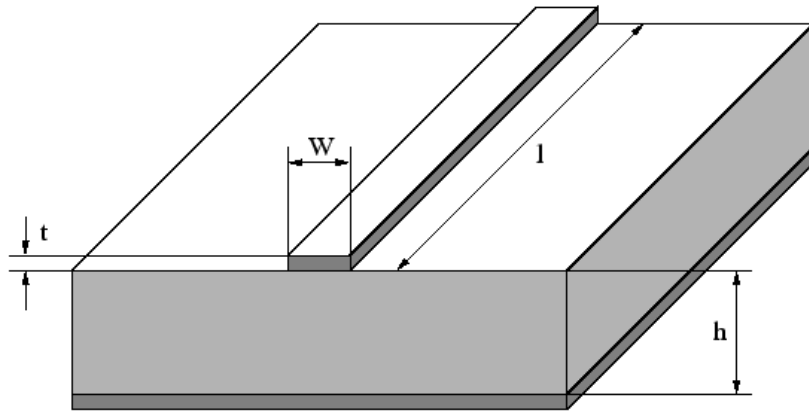


Figura 22: Geometría de la línea microstrip

En ausencia de dieléctrico, la permitividad relativa sería $\epsilon_r=1$, en este caso se tendría una simple línea de transmisión, con velocidad de fase igual a la velocidad de la luz en el vacío $v_p=c$ y constante de propagación $\beta=k_0$.

La presencia del dieléctrico, y particularmente el hecho que el dieléctrico no rellena la región por encima de la línea ($y>h$), complica el comportamiento y análisis de la línea *microstrip*. La diferencia entre *stripline*, donde todos los campos están contenidos dentro de la región homogénea del dieléctrico, *microstrip* tiene parte (normalmente la mayoría) de las líneas de campo en la región dieléctrica, concentradas entre el conductor *strip* y plano de tierra, y una fracción en la región de aire de la parte superior. Por esta razón la línea *microstrip* no puede contener una onda pura, ya que la velocidad de fase de los campos en la región dieléctrica será $c/\sqrt{\epsilon_r}$, pero la velocidad de fase de los campos en la región de aire será la velocidad de la luz en el vacío (c). Por tanto, el solapamiento de las fases en la interfaz entre el aire y el dieléctrico sería imposible de alcanzar.

En la actualidad, los campos exactos de una línea microstrip constituyen una onda híbrida, y requieren técnicas de análisis avanzadas las cuales se escapan del alcance de este trabajo. En la mayor parte de las aplicaciones prácticas, sin embargo, el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy delgado ($h \ll \lambda$). En otras palabras los campos son esencialmente los mismos que para el caso estático. Por tanto, buenas aproximaciones para la velocidad de fase, constante de propagación e impedancia característica pueden ser obtenidas a partir de soluciones estáticas o quasi estáticas. Las expresiones para la velocidad de fase y la constante de propagación son,

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$$

donde ϵ_e es la constante dieléctrica efectiva de la línea *microstrip*. Como algunas de las líneas de campo están en la región dieléctrica y otras están en el aire, la constante dieléctrica efectiva satisface la relación,

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

y es dependiente del grosor del sustrato t y de la anchura del conductor W .

A continuación se presentan las fórmulas de diseño para la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica de la línea *microstrip*. Estas son aproximaciones numéricas de estudios rigurosos de las soluciones quasi-estáticas.

- **Constante dieléctrica efectiva**

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$

- **Impedancia característica**

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) \quad \text{para } W/d \leq 1$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1,393 + 0,667(W/d + 1,444)]} \quad \text{para } W/d \geq 1$$

2.4. Análisis de redes de microondas

En este apartado se explica el tipo de análisis usado cuando se trabaja a la frecuencia de microondas. Como se ha comentado con anterioridad, estas frecuencias son las empleadas en comunicaciones inalámbricas.

Los circuitos que operan a frecuencias bajas, para los cuales las dimensiones son pequeñas en relación con la longitud de onda, se pueden tratar como la interconexión de componentes pasivos y activos discretos, con la definición de un único voltaje e intensidad a lo largo de todo el circuito. En esta situación, las dimensiones del circuito son lo suficientemente pequeñas como para que el cambio de fase de un punto a otro sea despreciable. Por ello a frecuencias bajas se aplica la teoría clásica de circuitos.

Al contrario, las técnicas de análisis de circuitos tradicionales no pueden ser aplicadas a los circuitos de microondas. Las ecuaciones de Maxwell dan soporte a toda la teoría electromagnética, pero no son adecuadas para afrontar problemas prácticos, ya que resulta demasiado laborioso. Además este método ofrece información redundante, ofreciendo solución para todos los puntos del circuito. En la mayor parte de las ocasiones, se necesita el voltaje y la corriente en determinados terminales, la potencia a través de un dispositivo o alguna otra cantidad global.

Como un conocimiento punto a punto no es necesario, se emplea el análisis de redes de microondas, este estudia algunos de los problemas fundamentales mediante un análisis de campos, con el objetivo de obtener ciertas cantidades que se relacionan con parámetros de circuitos. Esto permite conectar la teoría de circuitos y el análisis de redes de microondas. Además el uso de análisis de redes, es beneficioso para transformar el problema original o ver la respuesta de la combinación de varios componentes.

El problema está en las medidas directas del voltaje y la corriente, en las que están implicadas la magnitud y la fase de la onda en una determinada dirección y la presencia de ondas estacionarias.

La instrumentación de microondas (analizadores vectoriales de redes), es capaz de calcular el voltaje incidente en los puertos conectados al circuito. En concordancia con estas medidas, y las ideas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, se tiene la matriz de *scattering*. Esta matriz relaciona las ondas de voltaje incidente y reflejadas en los puertos.

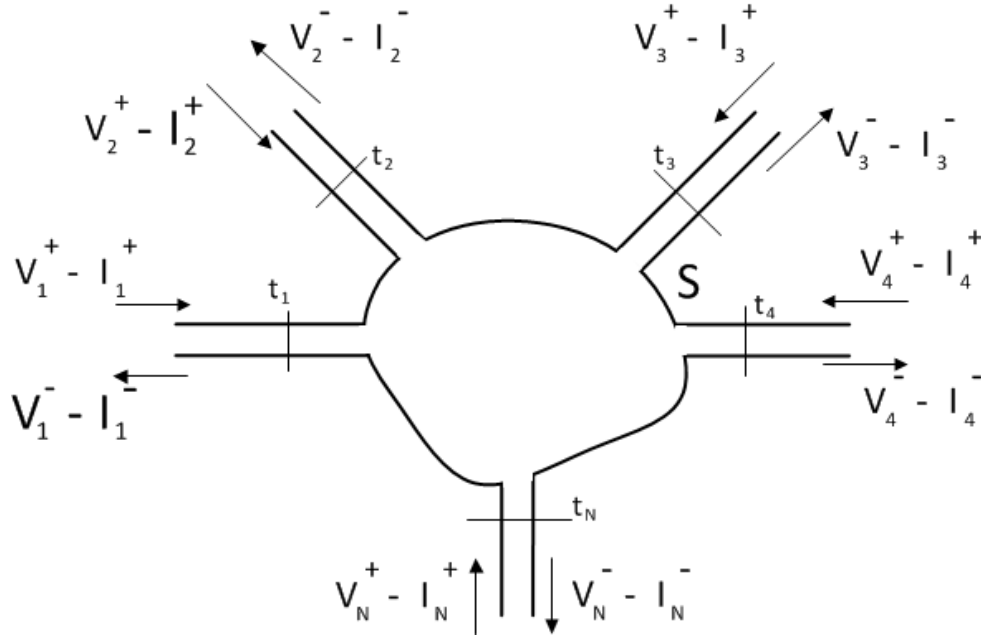


Figura 23: Red de microondas de N puertos

Se considera una red de N puertos como la mostrada en la Figura 23, donde V_n^+ es la amplitud de la onda de voltaje de entrada incidente en el puerto n, y V_n^- es la amplitud de la onda reflejada del puerto n. La matriz de *scattering* es definida así,

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & \dots & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

$$[V^-] = [S][V^+]$$

La definición de un elemento completo es la siguiente,

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j$$

En palabras, el término S_{ij} se calcula alimentando el puerto j con una onda de voltaje incidente V_j^+ y midiendo la onda reflejada de amplitud V_i^- saliendo del puerto i. Las ondas incidentes en el resto de puertos excepto en el puerto j son cero, además estos puertos están adaptados con la carga para evitar las reflexiones.

La representación de los parámetros de la matriz de *scattering* se realiza sobre una carta de Smith. Esta, es una ayuda gráfica para resolver problemas de líneas de transmisión. En ella se representa coeficiente de reflexión en su forma polar.

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$$

2.5. Load Pull

Como se ha comentado, los nuevos estándares de comunicaciones inalámbricas, conllevan la necesidad de mejora de los amplificadores de potencia, en términos de eficiencia, potencia de salida, ganancia y linealidad. Otra de las causas que empuja al empleo de esta técnica, es la reducción del tiempo de llegada al mercado, factor clave en cualquier metodología de diseño.

La forma de diseño tradicional de amplificadores de potencia se ha basado en la implementación del circuito y su posterior prueba, esto permite un sistema fiable y preciso de trabajar, pero como contrapartida, este procedimiento carece de viabilidad si se valora su producción en masa y un tiempo de llegada al mercado ajustado a las necesidades.

En los últimos años, se han producido avances en herramientas de simulación no lineales, las cuales aceleran el proceso de diseño. Su limitación está en la total dependencia del modelo, dependiendo los resultados directamente de su exactitud. Por otra parte no existe un enfoque genérico para la creación de modelos no lineales, estos son desarrollados por creadores de simuladores o por los propios fabricantes del dispositivo.

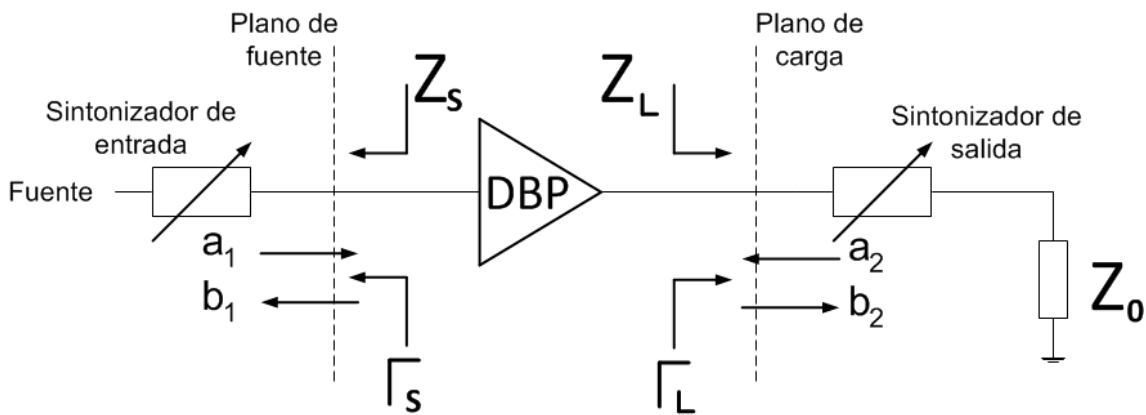


Figura 24: Esquema de Load Pull

Hasta ahora se han planteado dos formas de afrontar el diseño, una primera implementando el circuito y probándolo, y otra basada en un modelo no lineal de este. Se necesita un método alternativo que supere las limitaciones e inconvenientes de estos dos enfoques. La técnica *load pull*, cuyo esquema se muestra en la Figura 24, posee los aspectos positivos de ambas y además supera las limitaciones, ofrece un buen rendimiento en las medidas a la vez que consigue un buen tiempo de llegada al mercado, gracias a que el diseño se basa en medidas reales realizadas de forma sistemática. Adicionalmente esta técnica ayuda al desarrollo de los modelos no lineales, apoyándose en los datos extraídos en las medidas. En resumen, la técnica

load pull juega dos papeles, por un lado para el propio diseño de los amplificadores de alta potencia y por otro para la generación de modelos no lineales de transistores.

2.5.1. Fundamentos de Load Pull

Load Pull es un sistema que permite extraer el mejor rendimiento a los transistores de potencia. Esto se consigue mediante la variación de la impedancia en el puerto de salida del dispositivo bajo prueba (DBP – Dispositivo Bajo Prueba), determinando su rendimiento experimentalmente de forma sistemática.

Para el caso concreto de los amplificadores de potencia, las condiciones de carga dependen de las distorsiones y no linealidades exhibidas por el DBP. Las condiciones de carga son significativamente diferentes de las del caso lineal, por lo que los parámetros S dejan de tener validez. Los sistemas *load pull* ayudan a la identificación de las mejores condiciones de carga de forma experimental, cambiando físicamente el coeficiente de reflexión de carga Γ_L . A medida que se modifica la Γ_L , se registran los parámetros de diseño, como son la potencia de salida, la eficiencia de conversión de DC a RF, la ganancia operativa de potencia, la compresión de ganancia y la PAE del transistor. Con otras palabras se puede concluir que el sistema de *load pull* permite analizar el rendimiento de dispositivos activos bajo condiciones variables de carga, diseñando de esta manera los circuitos de adaptación.

La impedancia de adaptación deseada Z_L , las ondas incidentes y reflejadas, a_2 y b_2 en el puerto de salida y el coeficiente de reflexión Γ_L están relacionados por las siguientes expresiones:

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2}$$
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Donde Z_0 es la impedancia característica del sistema en el que el dispositivo va a ser usado, normalmente 50 Ω . Esencialmente un sistema de *load pull* consiste en un sintonizador de carga, activo o pasivo, y el mecanismo de control para fijar la impedancia precisa.

2.5.2. Técnicas comunes de Load Pull

Una primera clasificación puede ser la división entre técnicas activas o pasivas. En las técnicas pasivas, la impedancia deseada es sintetizada mediante la variación del coeficiente de reflexión de la impedancia controlando el elemento (sintonizador pasivo) mostrado en la Figura 25.

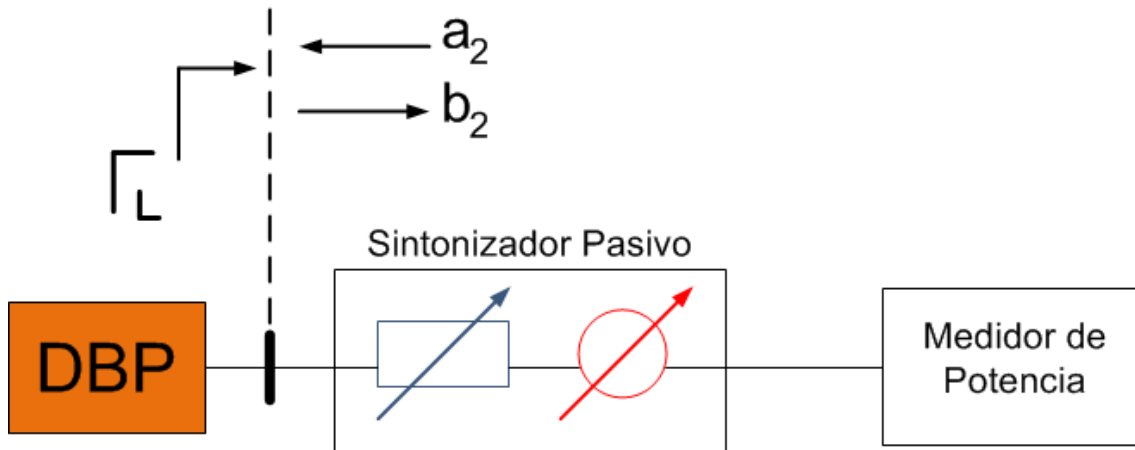


Figura 25: Topología Load Pull pasiva

En este caso el coeficiente de reflexión se modifica sintonizando la fase y/o la amplitud. Las principales ventajas de la técnica pasiva son: la rápida síntesis de la impedancia, la relativa mayor capacidad de manejo de potencia y la medida de dispositivos de alta potencia sin ningún efecto no lineal, la facilidad de uso, bajo coste de mantenimiento e implementación y ausencia de oscilaciones. La mayor desventaja de esta técnica es la limitación en la síntesis de impedancias en lo referente a la magnitud del coeficiente de reflexión asociado.

El estado del arte de las estructuras *load pull* pasivas permite sintetizar coeficientes del orden de 0,95, pero el precio de dichos sistemas son extremadamente altos. Una estructura de load pull pasiva, con un precio razonable, puede típicamente sintetizar coeficientes de reflexión con una magnitud de 0,85. Esta limitación se convierte en crítica en el caso de un dispositivo que requiera impedancias de carga cerca del límite del mapa de Smith, para la caracterización de dispositivos transistores de alta potencia.

Para superar esta limitación, muchos sistemas de *load pull* basados en estructuras activas han sido propuestos en la literatura. Los sistemas activos consisten en arquitecturas de ramas activas o lazos activos. En ambas técnicas, el coeficiente de reflexión es sintetizado en el plano de acceso al DBP mediante la inyección de señal. En principio esto se hace controlando la ganancia compleja alrededor de la estructura activa.

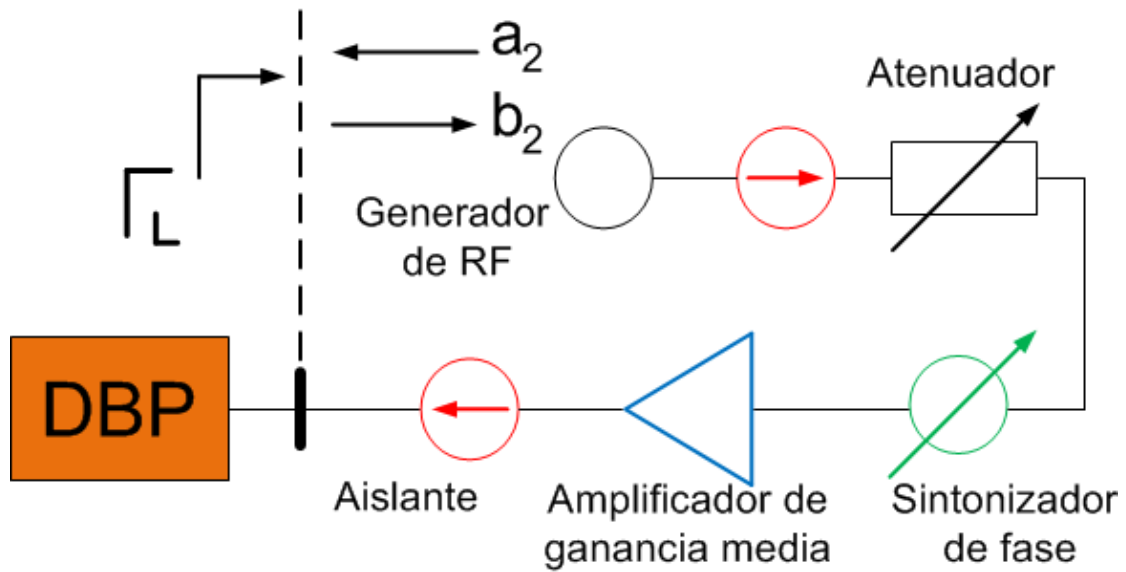


Figura 26: Topología *Load Pull* activa

En el caso de la técnica de la rama activa, como se observa en la Figura 26 el coeficiente de reflexión Γ_L , presentado al acceso del DBP, es sintetizado controlando el atenuador variable y el sintonizador de fase para fijar la magnitud y la fase de la onda a_2 . Por tanto, el coeficiente de reflexión sintetizado depende del atenuador, el sintonizador de fase y de la potencia entregada por el generador de RF. Por esta razón en el caso de un barrido de potencia o durante el procedimiento de *load pull*, se necesitan algoritmos a medida para sintetizar un Γ_L ya que la onda b_2 no es constante.

Existen más configuraciones de la técnica de *load pull* activa, como estructuras de lazo cerrado. La empleada en el proyecto, es la configuración pasiva, la más asequible y sencilla de implementar, ofreciendo un rendimiento óptimo.

Capítulo 3

Caracterización

3. Caracterización

En esta sección se exponen las propiedades del transistor. Estas están basadas en su modelo no lineal desarrollado por Motorola específicamente para modelar dispositivos *LDMOS*.

Antes de analizar las prestaciones en alta potencia del transistor, empleando el modelo no lineal, se presentan sus características en pequeña señal así como sus curvas de entrada y salida en continua.

Este es un paso clave antes de afrontar la etapa de diseño, ya que permite conocer las propiedades del dispositivo y de esta forma ser capaces de extraer sus mejores prestaciones.

En la Figura 27 se representa la intensidad de drenador (I_D) en función de la tensión puerta-fuente (V_{GS}). Se trata de un transistor de acumulación, con una tensión de *threshold* $V_P=3,5$ V, por lo que el canal se debe crear mediante la tensión de puerta. En la gráfica se han representado tres trazas para diferentes tensiones de drenador-fuente, las cuales, como es lógico por la naturaleza del dispositivo, no afectan de forma significativa a la curva de entrada.

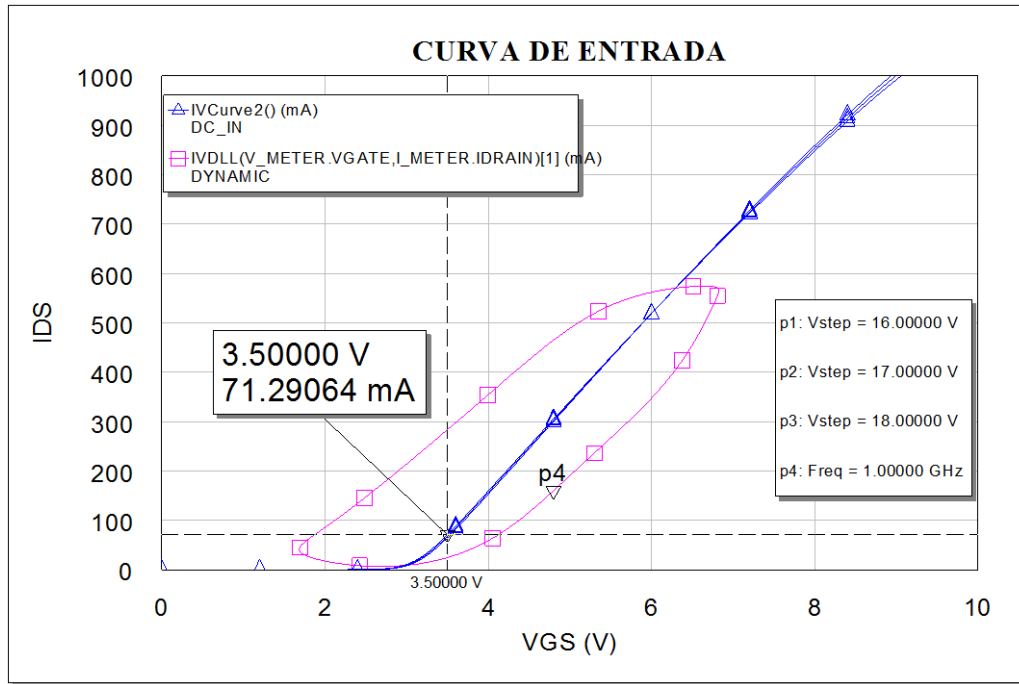


Figura 27: Curva de entrada en continua

Para la curva de salida se representa también la intensidad de drenador (I_D), en este caso el barrido se realiza sobre la tensión de drenador-fuente (V_{DS}) para ciertos valores de tensión puerta-fuente (V_{GS}) en el entorno de la tensión de *threshol*d. El resultado se puede ver en la Figura 28.

Sobre esta misma gráfica se representa la excursión de la señal de RF. En un amplificador de potencia, la variación de la señal entorno al punto de operación es muy alta. Siendo la selección del punto de operación clave para la maximización de la señal a manejar por el amplificador de potencia.

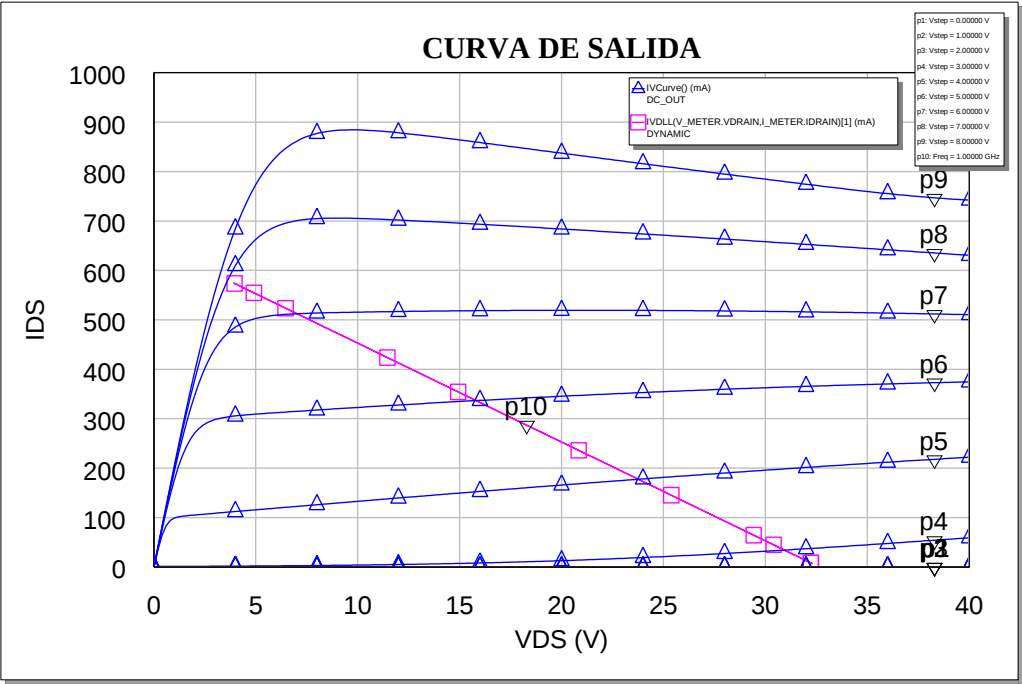


Figura 28: Curvas de salida

El resto de parámetros característicos del transistor, se miden para un punto de operación fijo, siendo todos dependientes de este.

A continuación se representan los parámetros S en función de la frecuencia sobre el mapa de Smith, de esta manera se obtiene una imagen de la respuesta en frecuencia del dispositivo.

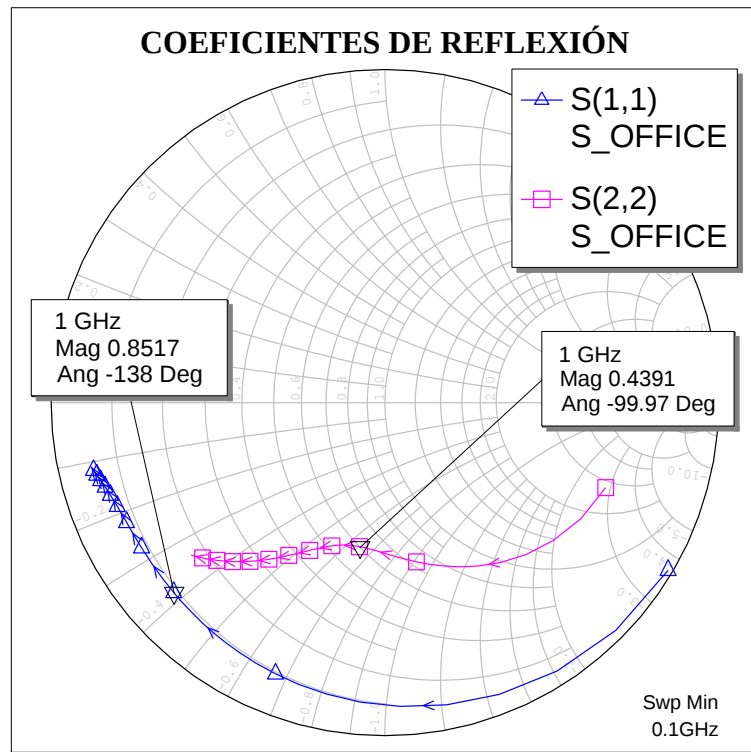


Figura 29: Coeficientes de reflexión

En la Figura 29 se observan los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida.

La representación del parámetro de ganancia S_{21} necesita el empleo de un diagrama polar, ya que el mapa de Smith es una representación de los coeficientes de reflexión y por tanto está limitado a magnitudes menores que la unidad. En el mismo diagrama y con la traza azul, se representa la ganancia en inversa, la cual representa la potencia que retorna a la entrada del transistor, para el caso de amplificadores por su condición siempre es un valor bajo, cercano al cero. En rosa se representa la ganancia del transistor en función de la frecuencia.

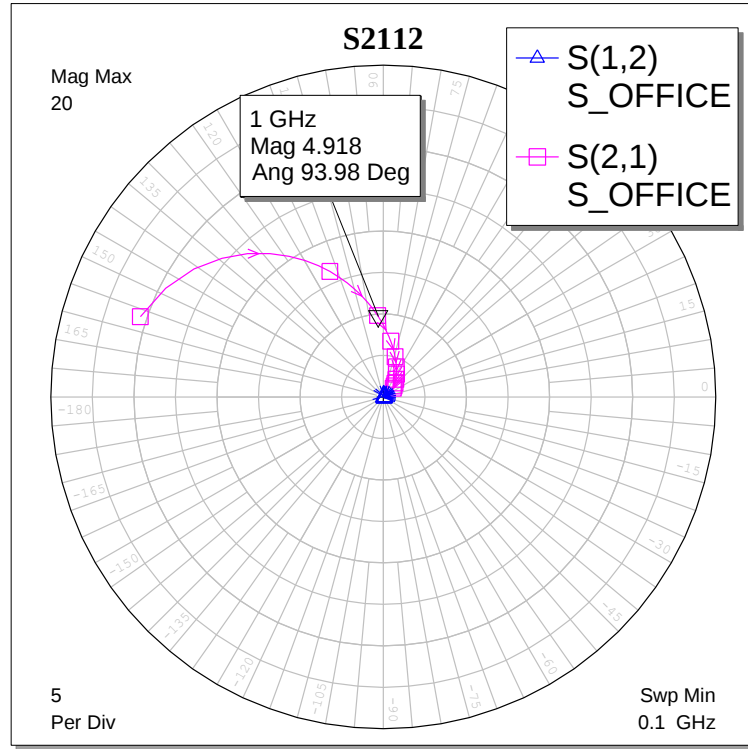


Figura 30: Ganancia y ganancia inversa

Un aspecto fundamental a la hora de caracterizar un transistor, es delimitar las zonas de inestabilidad.

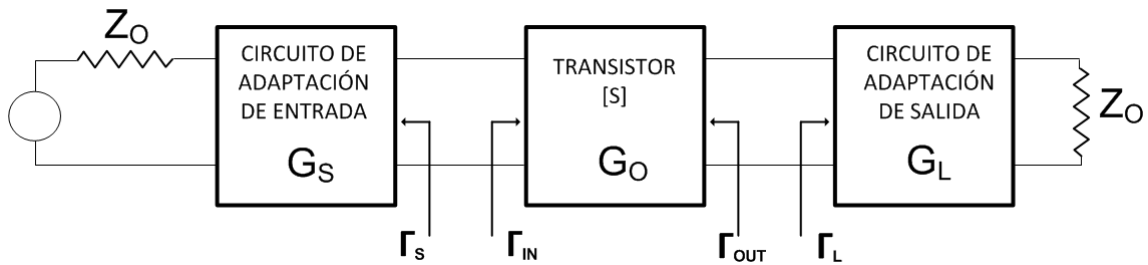


Figura 31: Esquema del amplificador

En el circuito de la Figura 31 la oscilación es posible si cualquiera de las dos impedancias de entrada o salida tiene la parte real negativa. Esta afirmación implica que,

$$|\Gamma_{in}| > 1 \text{ o } |\Gamma_{out}| > 1$$

Si se dibujan estas expresiones,

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

estas representan círculos sobre el plano Γ , los cuales trazan la frontera de la estabilidad sobre el mapa de Smith.

Son función de los parámetros S de pequeña señal y por tanto varían con la frecuencia. Un buen punto de partida para su estudio es el cálculo de la condición de Rollet. Con esta prueba se analiza el comportamiento del dispositivo en cuanto a su estabilidad en función de la frecuencia. Las condiciones son

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

Estas condiciones son suficientes y necesarias para que se consiga estabilidad incondicional, es decir, para cualquier coeficiente de reflexión de entrada y salida.

Si el valor K es mayor que la unidad el dispositivo es incondicionalmente estable (y se cumple la segunda condición), es decir, para cualquier valor de coeficiente de reflexión implementado con las redes de adaptación de entrada y salida, el dispositivo es estable. En caso contrario, existirán zonas para las cuales el dispositivo es inestable. En la Figura 32 se puede ver la evolución del parámetro K frente a la frecuencia, marcando la frecuencia $f=6.104$ GHz la frontera de estabilidad.

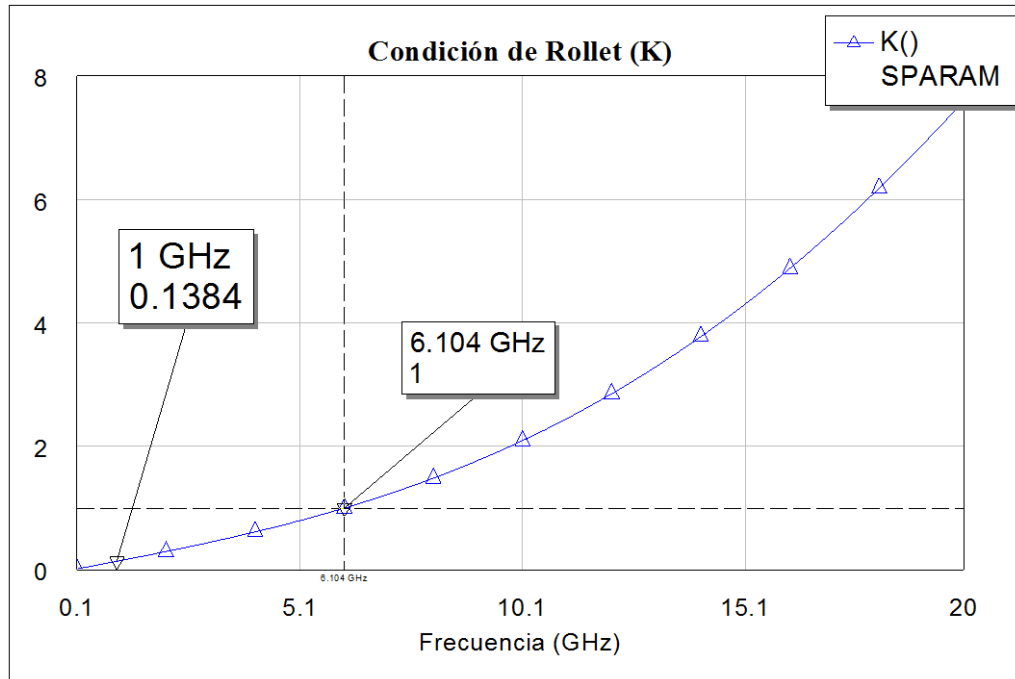


Figura 32: Condición de Rollet

Para frecuencias inferiores 6,104 GHz se deben calcular las zonas de estabilidad, para ello se calculan los círculos de estabilidad. En la Figura 33 se pueden ver estas zonas (en las que se encuentra las líneas discontinuas), la traza azul es la correspondiente a la entrada y la rosa a la salida. Estos están representados para la frecuencia de trabajo seleccionada de $f=1\text{GHz}$, ya que para cualquier otra frecuencia los círculos son diferentes.

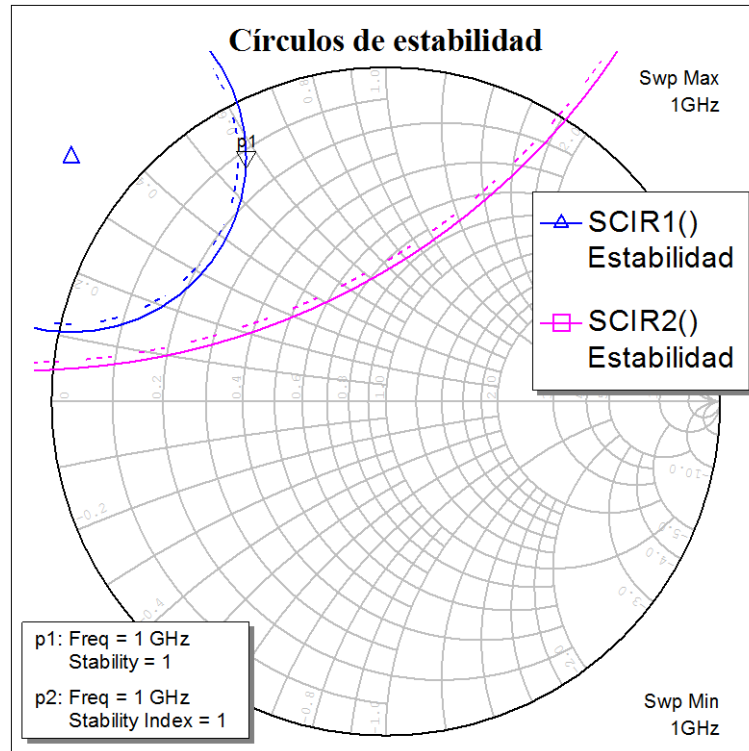


Figura 33: Círculos de estabilidad

Las medidas presentadas hasta el momento han sido de pequeña señal (parámetros S), se ha calculado la respuesta en frecuencia y se ha estudiado la estabilidad para la frecuencia de operación ($f=1\text{GHz}$).

Para el diseño de un amplificador de potencia, se necesita información de la respuesta del dispositivo a potencias altas. En primer lugar se va a mostrar una gráfica de la potencia de salida frente a la de entrada (Figura 34).

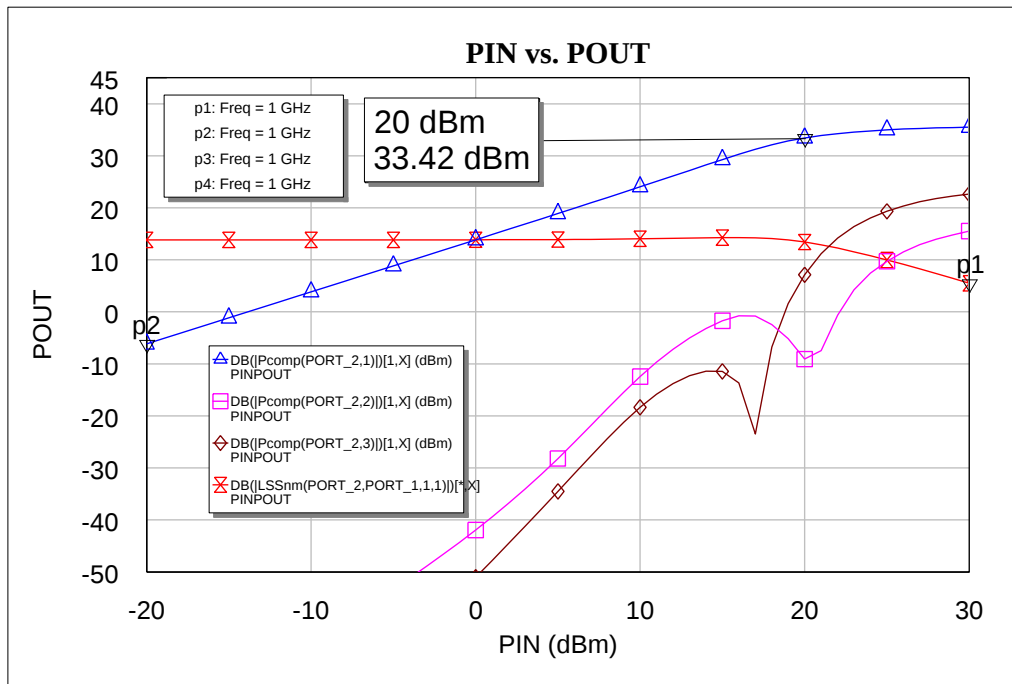


Figura 34: Respuesta en potencia

La traza azul es la potencia del armónico fundamental, la rosa corresponde al segundo armónico y la marrón al tercero. En rojo se muestra el parámetro S_{11} de gran señal. La etiqueta en 20 dBm indica el punto de compresión de 1dB, potencia de entrada para la cual la potencia de salida está 1 dB por debajo de la extrapolación de la pendiente, es decir de la ganancia inicial. Este punto sirve de frontera aproximada entre el comportamiento lineal y no lineal del dispositivo.

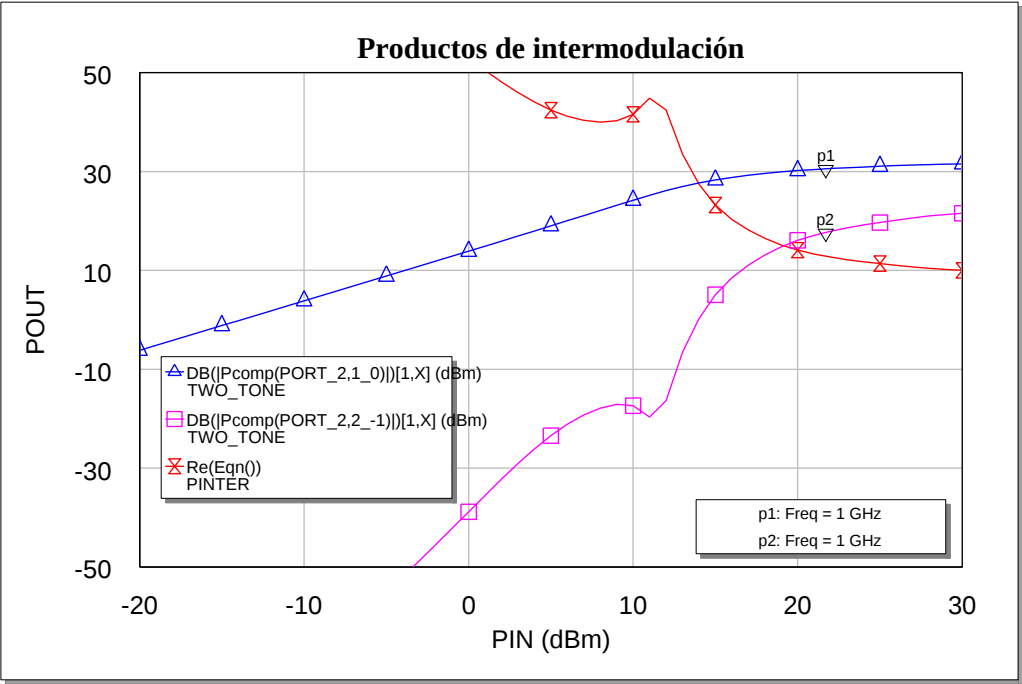


Figura 35: Productos de intermodulación

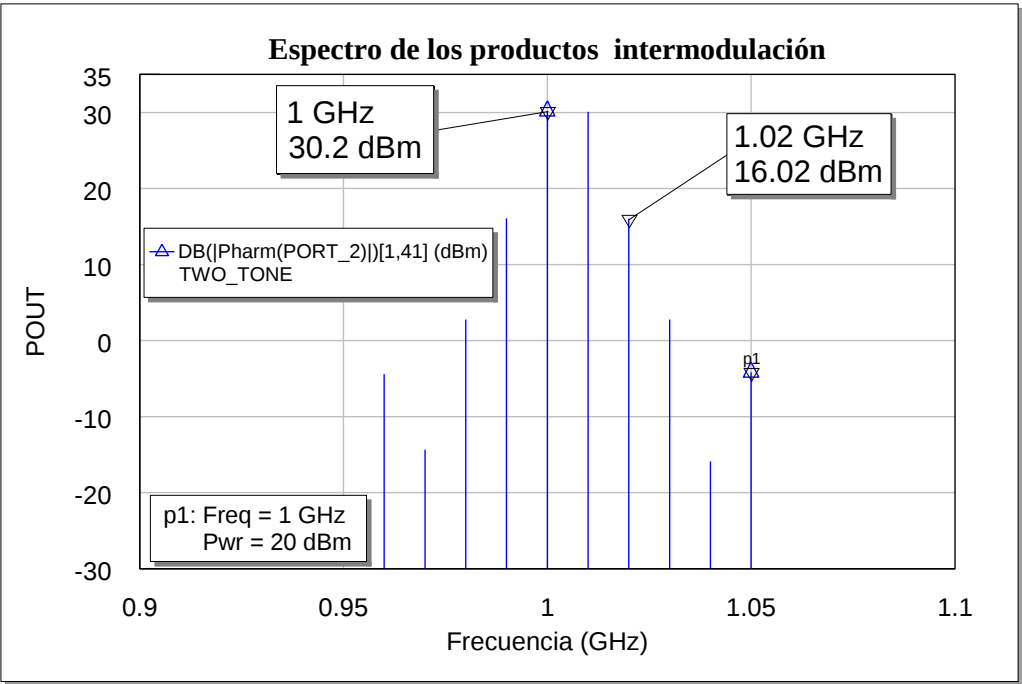


Figura 36: Espectro de los productos de intermodulación

Otra información relevante del transistor, es la que ofrece un análisis para un cierto ancho de banda. Este estudio se lleva a cabo con la introducción de dos tonos separados una cierta frecuencia, en este caso para una banda de 10 MHz. Esta entrada permite conocer la respuesta del dispositivo en lo referente a la generación de señales a frecuencias espurias.

En la Figura 35 se compara la respuesta del armónico fundamental y el espurio $2f_1-f_2$, la Figura 36 muestra el espectro de dichas señales.

Capítulo 4

Diseño

4. Diseño

En esta sección se describe el proceso de diseño. En primer lugar se realiza un diseño con elementos ideales y posteriormente se lleva a cabo su implementación con líneas *microstrip*.

Los parámetros que se han tenido en cuenta a la hora del diseño son la potencia de salida y la eficiencia.

El primer paso a la hora de realizar el diseño es seleccionar el punto de operación. Este punto es clave, ya que el resto del diseño depende de la elección de este valor. Se recuerda que la caracterización se ha realizado para el mismo punto que el diseño descrito a continuación.

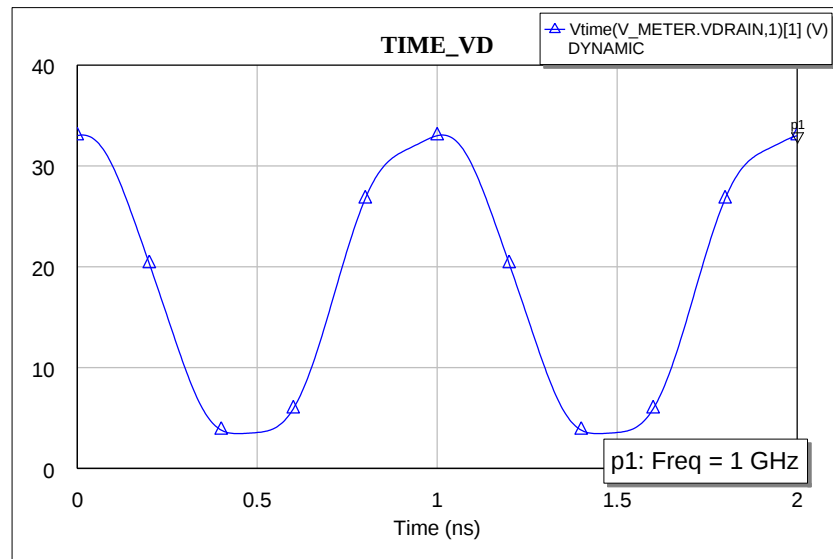


Figura 37: Tensión de drenador

En la sección de caracterización se ha representado las curvas de continua del transistor (Figura 28). Sobre ellas se ha representado también la excursión de señal de RF, dibujada en rosa. El cálculo se puede plantear analíticamente o de forma gráfica, en este caso se ha usado el método gráfico, apoyándose en el *software* de simulación AWR.

En el proceso se han seleccionado varios puntos y se ha comprobado que permiten alcanzar la máxima excursión de señal a la vez que se mantiene el comportamiento lineal, permaneciendo el transistor en la zona de saturación, evitando la entrada en corte en los mínimos de la señal y en la zona de triodo cuando la señal de salida está en su cresta positiva. El punto seleccionado ha sido $V_{GS}=4,5$ V y $V_{DS}=18$ V. En la **Figura 37** se muestra la forma de onda de la tensión de salida en el drenador, manteniendo prácticamente una réplica de la forma de onda de entrada.

Potencia de salida	Eficiencia (%)	Intermodulación
33,42	41,18	14,1

Tabla 1: Parámetros a 50 ohmios

En la Tabla 1 están contenidos los parámetros que presenta el transistor con la polarización establecida anteriormente y con el transistor conectado directamente a los puertos a 50 ohmios. Estos valores, sirven de referencia para la comparación con los resultados del diseño.

Para el diseño a potencias altas, se debe emplear el modelo no lineal del transistor. Para la optimización de los parámetros, se emplea la técnica de *load pull*, presentada en la sección 2.5, que consiste en variar la impedancia de carga e ir midiendo para cada valor de esta la potencia de salida y la PAE.

El resultado plasmado sobre el mapa de Smith (Figura 38), son los contornos de potencia de salida y PAE constantes para diferentes valores de coeficiente de reflexión de carga.

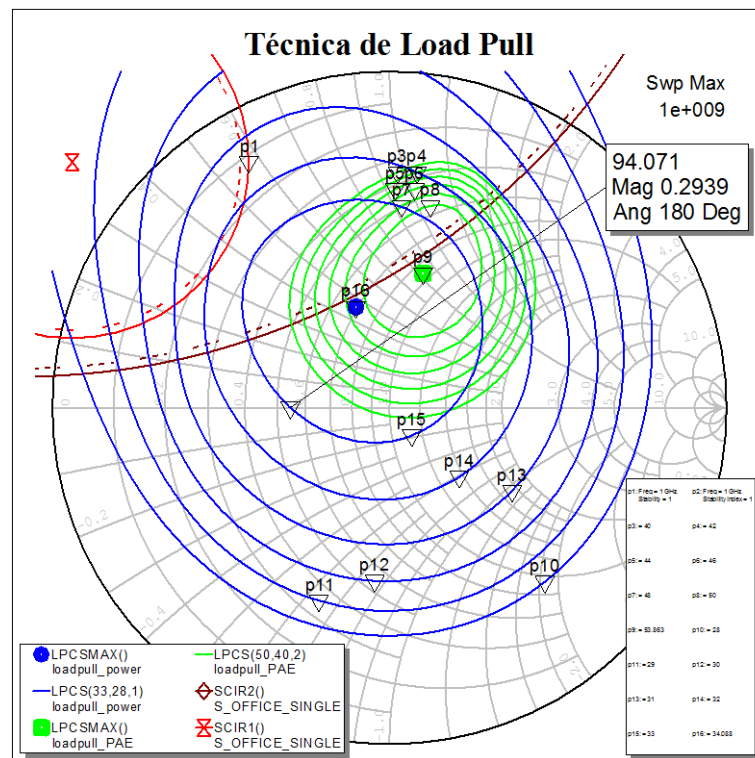


Figura 38: Contornos de potencia y PAE constantes

Una vez obtenidos los contornos, se puede seleccionar una impedancia de carga con unos criterios en cuanto a la eficiencia y potencia de salida.

El coeficiente seleccionado ha sido $\Gamma_L=0.2944/180^\circ$, ya que presenta un buen compromiso entre eficiencia y potencia de salida. El siguiente paso es comprobar que el coeficiente de reflexión de entrada (Γ_{IN}) que se genera con este valor, es pasivo o no.

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

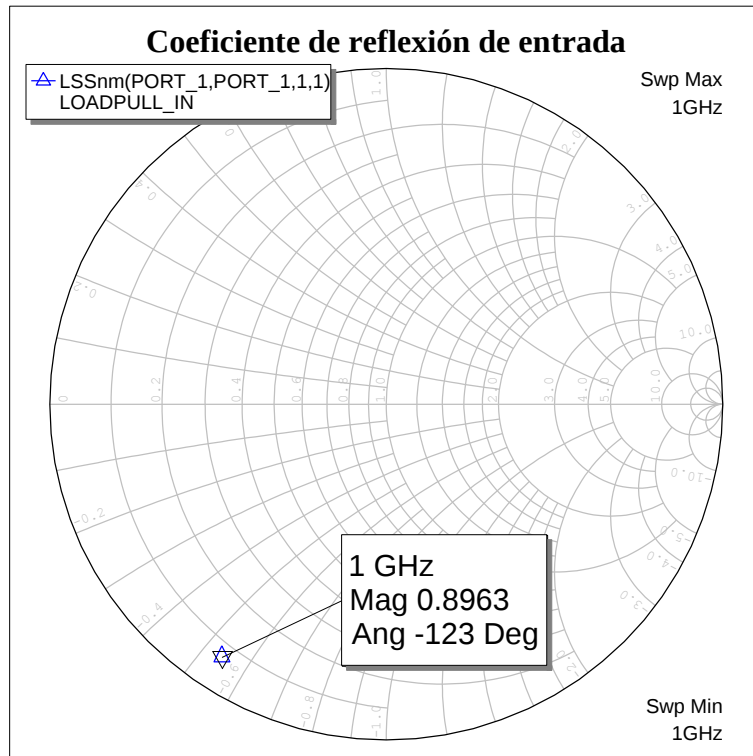


Figura 39: Coeficiente de reflexión de entrada Γ_{IN} de gran señal

Se calcula de forma gráfica, en la Figura 39 se muestra el valor de este parámetro, en el interior de la carta de Smith, por lo tanto con magnitud inferior a la unidad, consecuentemente estable ($\Gamma_{IN} < 1$).

El siguiente paso es diseñar la red de entrada, para conseguir la adaptación conjugada. Para ello se parte del conjugado del coeficiente de reflexión de entrada Γ_{IN} , en este caso este punto provoca se encuentra en la zona inestable. Por lo que es necesario ajustar hasta conseguir la mejor transferencia de potencia posible, eludiendo la zona de inestabilidad.

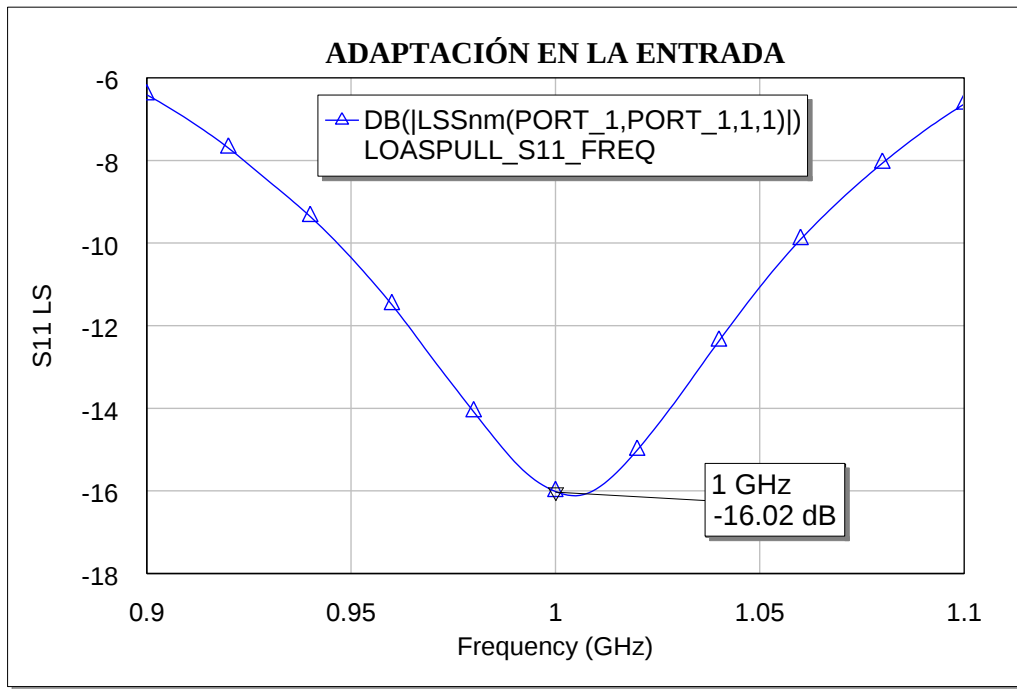


Figura 40: Parámetro S_{11} de gran señal

En la Figura 40 se observa la adaptación de la entrada, esta se consigue para un coeficiente de reflexión de entrada de $\Gamma_S=0,9/117,5$. Con estos valores obtenidos para las redes de adaptación, se obtienen los siguientes resultados, contenidos en la Tabla 2.

	50 ohmios	Redes de adaptación	Diferencia
Potencia de salida (dBm)	33,42	36,39	+2,97
Eficiencia (%)	41,18	49,55	+ 8,37
Intermodulación (dB)	14,1 dB	12.03	- 2,07

Tabla 2: Comparativa 50 ohmios vs. Redes de adaptación

Se observa una mejora en la potencia de salida de 2,97 dB, prácticamente doblando la potencia para el caso del transistor sin redes de adaptación. En lo referente a la eficiencia, el ahorro en energía es del 8,37 %. Por lo que globalmente, se consigue ofrecer más potencia consumiendo menos energía. La intermodulación se ve afectada, con un acercamiento en potencia a la banda de paso.

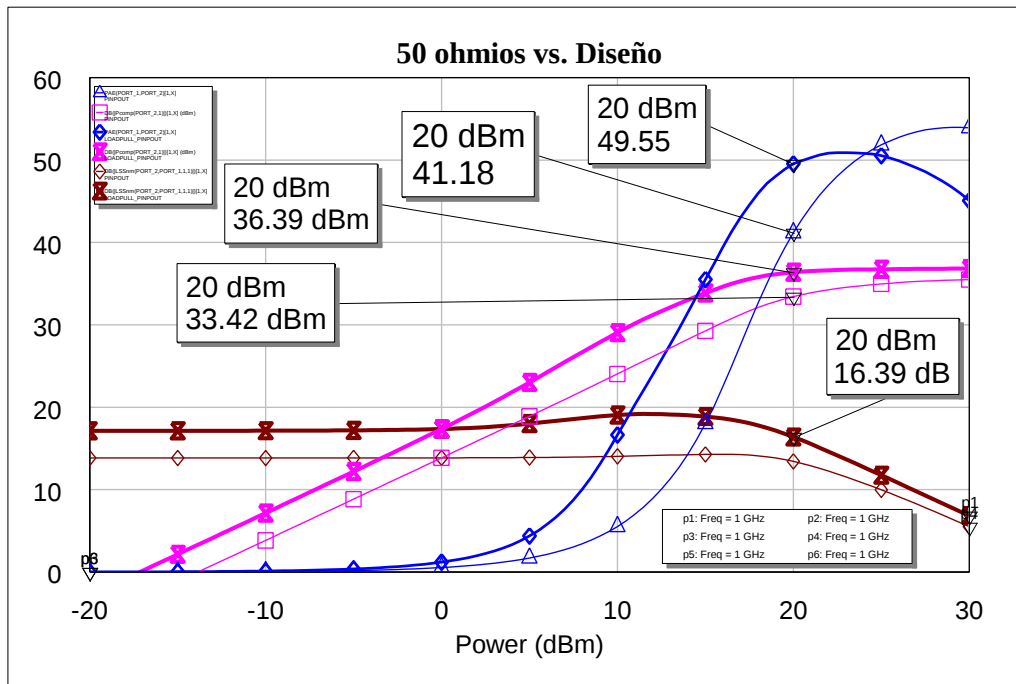


Figura 41: Gráfica comparativa entre el transistor a 50 ohmios y el transistor con las redes diseñadas

En la Figura 41 se muestra la evolución de la potencia para el transistor conectado directamente a $50\ \Omega$ y la mejora conseguida con las redes de adaptación.

Hasta este momento, se ha llevado a cabo el diseño empleando elementos ideales, sintonizadores de coeficientes de reflexión (Figura 42) disponibles en el *software* AWR, no se ha tenido en cuenta el tipo de línea de transmisión sobre el que se va a implementar.

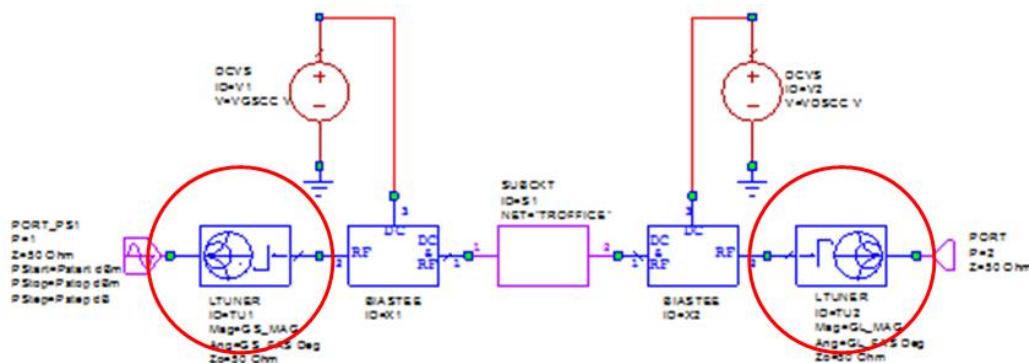


Figura 42: Circuito con sintonizadores ideales

En la siguiente sección, se trasladan los elementos ideales a una implementación *microstrip*.

4.1. Diseño Microstrip

Hasta este momento se ha trabajado con elementos ideales, conocidos como sintonizadores de coeficientes de reflexión, estos son independientes de la línea de transmisión sobre la que se va a implementar. En esta sección se trasladan esos sintonizadores vistos hasta este momento a líneas *microstrip*.

Para conseguir que las líneas *microstrip* implementen los coeficientes de reflexión obtenidos mediante los sintonizadores ideales, se usa la técnica de adaptación mediante *stubs*. A través del uso de dos longitudes de línea de transmisión se alcanza el coeficiente deseado.

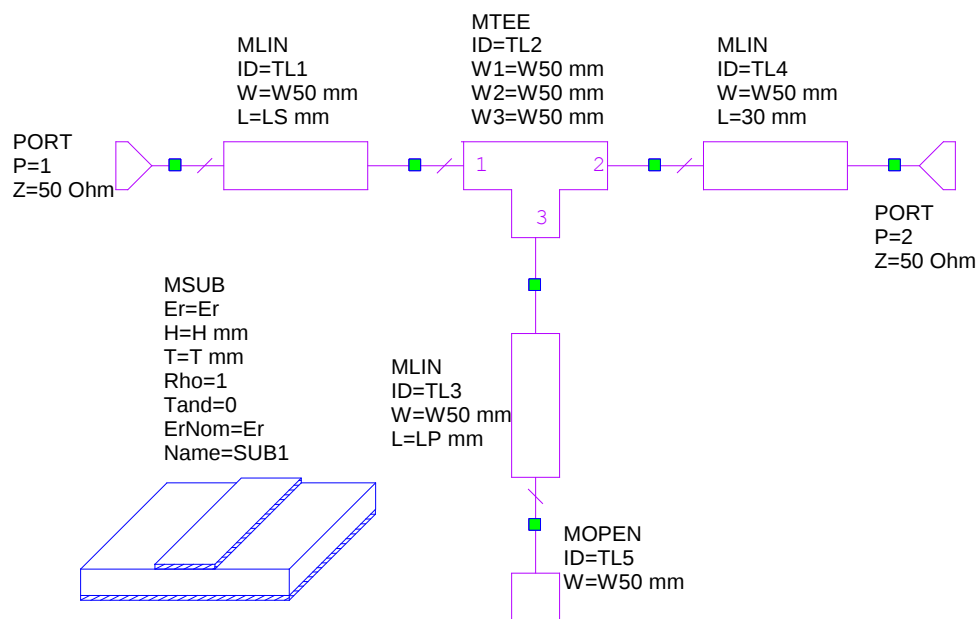
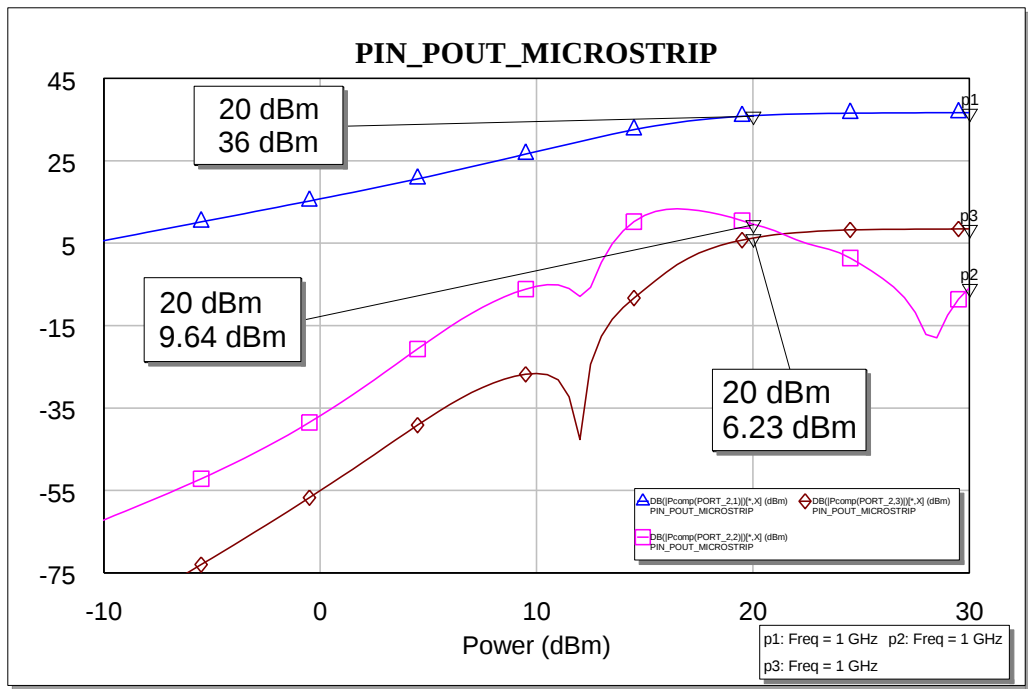


Figura 43: Stub microstrip

Esta técnica evita el uso de elementos discretos, y concretamente el caso de la línea en paralelo acabada en abierto es especialmente útil desde el punto de vista de la fabricación para la técnica *microstrip*, ya que no es necesario hacer una vía en el circuito.

En la Figura 43 se muestra el circuito empleado para el cálculo de las longitudes, se ha definido el sustrato sobre el que se crean las pistas, la anchura se ha dejado fija para conseguir una impedancia de 50 Ω . Se ha seleccionado como material la alumina, con una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r=9,8$ y una tangente de pérdidas de $\text{tg}\xi=0,0005$.

El circuito contiene un *stub* en paralelo acabado en circuito abierto, se emplea tanto para el diseño de la red de entrada como la de salida. El proceso para calcular las longitudes, se realiza mediante la medida del parámetro S_{11} , correspondiendo este en el circuito completo con los coeficientes deseados, Γ_s y Γ_L .



Las longitudes de los *stubs*, transformando los sintonizadores ideales en líneas en paralelo acabadas en abierto son:

- Red de entrada, longitud en serie $L_S = 14,1$ mm y paralelo $L_P = 25,2$ mm.
- Red de salida, longitud en serie $L_S = 11,4$ mm y paralelo $L_P = 10,5$ mm.

Potencia de salida	Eficiencia (%)	Canal adyacente
36 dBm	48,47	9,7 dB

Tabla 3: Parámetros del diseño microstrip

La diferencia entre los sintonizadores ideales y la simulación de líneas *microstrip* como se puede apreciar en la Tabla 3 es reducida, se debe a la simulación más acorde con la realidad que aporta los elementos *microstrip*.

	Potencia de salida (dBm)	Eficiencia (%)	Canal Adyacente (dB)
50 ohmios	33,44	41,13	14,32
Sintonizadores	36,62	50,22	11,21
Microstrip	36	48,47	9,7 dB

Tabla 4: Tabla resumen comparativa

En la Tabla 4 se resumen los parámetros para los tres casos estudiados, para el transistor directamente conectado a 50 ohmios, posteriormente con el diseño inicial con los sintonizadores ideales y finalmente con la simulación mediante líneas *microstrip*.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5. Conclusiones y líneas futuras

Después de haber presentado la base teórica que fundamenta el proyecto y la descripción del trabajo desarrollado, en esta última sección se extraen conclusiones, algunas de ellas surgidas durante el proceso de elaboración del proyecto y otras como resultado de la una reflexión al finalizar el mismo.

Como conclusión principal, se puede afirmar que con la aplicación de la técnica de *load pull* se puede realizar una mejora en los parámetros del amplificador de alta potencia. Además estas mejoras se obtienen con la aplicación de la técnica, sin añadir ninguna topología añadida, solamente con el diseño de las redes de entrada y salida obtenidas de la misma.

También resaltar que el trabajo ha sido llevado a cabo solamente mediante herramientas de simulación. A sí mismo durante el proceso diseño, se han ido asimilando los diferentes compromisos entre los parámetros clave de un amplificador de potencia, y también se han ido asentando las diferentes etapas necesarias para llegar alcanzar un buen diseño, es decir se ha establecido lo que formalmente se denomina una metodología de diseño.

Como líneas futuras, queda convertir todo el trabajo hecho en algo tangible, es decir, una implementación real del diseño. Llevando a cabo ensayos en el laboratorio,

empleando la instrumentación para obtener medidas reales. El inconveniente importante para el caso de este proyecto, es la ausencia de la instrumentación necesaria, como es el sintonizador de carga necesario para aplicar la técnica de *load pull*.

Bibliografía

- [1]. Ericsson: Informe anual 2013:
http://www.ericsson.com/thecompany/investors/financial_reports/2013/annual13
- [2]. Informe movilidad Ericsson 2013 (Junio 2013):
<http://www.ericsson.com/res/docs/2013/ericsson-mobility-report-june-2013.pdf>
- [3]. LDMOS Technology for RF Power Amplifiers. S.J.C:H Theeuwes and J.H. Qureshi
- [4]. Microwave Engineering. David M. Pozar
- [5]. RF Power Amplifiers. Marian K. Kazimierczuk.
- [6]. Geometría de la línea microstrip. <http://qucs.sourceforge.net/tech/node75.html>