

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



PROYECTO FIN DE CARRERA

Caracterización de transistores de nitruro de galio (GaN) para alta potencia y alta frecuencia: Aplicación en amplificador de alta potencia para redes inalámbricas WiMAX



AUTOR: José Manuel Díaz Madrid  
DIRECTOR(ES): Juan Hinojosa  
Félix Viviente

07/2012

<b>Autor</b>	José Manuel Díaz Madrid
<b>E-mail del Autor</b>	Sema_Pesky@hotmail.com
<b>Director(es)</b>	Juan Hinojosa, Felix Viviente
<b>E-mail del Director</b>	Juan.Hinojosa@upct.es
<b>Codirector(es)</b>	-
<b>Título del PFC</b>	Caracterización de transistores de nitruro de galio (GaN) para alta potencia y alta frecuencia: Aplicación en amplificador de alta potencia para redes inalámbricas WiMAX
<b>Descriptores</b>	HEMT, GaN, Amplificador, Microondas.
<b>Resumen:</b>	El proyecto consta de tres partes, la primera de ellas es el estudio de la tecnología GaN, que será comparada con las tecnologías convencionales para demostrar sus ventajas. La segunda parte consistirá en la caracterización estática y dinámica del transistor, se extraerá el modelo de pequeña señal donde como ayuda se empleara el software de diseño ADS. En la tercera parte se diseñará y fabricará un amplificador a 2.1 GHz a partir de los resultados de las dos partes anteriores y se validará con herramientas CAD.
<b>Titulación</b>	Ingeniero de Telecomunicación.
<b>Intensificación</b>	Electrónica
<b>Departamento</b>	Departamento de electrónica.
<b>Fecha de entrega</b>	Julio 2012

## Contenido

Capítulo 1: Introducción al proyecto .....	4
1.1 Justificación del Proyecto .....	4
1.2 Objetivos.....	5
1.3 Estructura de la memoria del proyecto .....	5
Capítulo 2: Tecnología de semiconductores, parámetros y diseño de dispositivos.....	6
2.1 Introducción.....	6
2.2 Teoría de semiconductores .....	6
2.3 Movilidad electrónica .....	10
2.4 Energía del gap y temperatura .....	11
2.5 Tecnología GaN.....	12
2.6 Transistores HEMT .....	14
2.7 Fabricación de transistores HEMT GaN .....	14
2.8 Limitaciones de los transistores HEMT .....	18
2.9 Futuro de la tecnología GaN.....	19
2.10 Conclusiones.....	19
2.11 Bibliografía.....	19
Capítulo 3: Caracterización estática y en pequeña señal de un Transistor GaN .....	20
3.1 Introducción.....	20
3.2 Características I-V .....	20
3.3 Método para extraer el modelo pequeña señal de un HEMT GaN.....	23
3.4 Medidas de parámetros S y calibración.....	30
3.4.1 Medidas de parámetros S.....	30
3.4.2 Proceso de calibración .....	30
3.4.3 Líneas microstrip estándar para la calibración .....	32
3.5 Resultados de las medidas .....	35
3.6 Conclusiones.....	38
3.7 Bibliografía.....	38
Capítulo 4: Diseño de un amplificador de clase A .....	39
4.1 Introducción.....	39
4.2 Teoría de funcionamiento .....	39
4.3 Cálculos térmicos asociados.....	41
4.4 Diseño teórico de amplificadores en pequeña señal.....	45
4.5 Diseño e implementación de un circuito amplificador clase A basado en CGH40010.....	51
4.6 Conclusiones.....	59
4.7 Bibliografía.....	59
Capítulo 5: Conclusiones.....	60
Anexo 1: Datasheet del transistor CGH27015 .....	61
Anexo 2: Lista de figuras y tablas. ....	72

## Capítulo 1: Introducción al proyecto

### 1.1 Justificación del Proyecto

La electrónica de comunicaciones en alta frecuencia ha estado dominada hasta hace unos pocos años por los dispositivos de vacío. Los tetrodos y pentodos han sido los elementos fundamentales. La Figura 1.1 muestra la imagen de un pentodo de vacío.



Figura 1.1: Pentodo de vacío.

El principal inconveniente de los dispositivos de estado sólido frente a los de vacío eran sus características en cuanto a movilidad electrónica. Los dispositivos de vacío son capaces de alcanzar altas frecuencias de funcionamiento, incluso a altas potencias.

En el último cuarto de siglo, los dispositivos de estado sólido han ido evolucionando. Se ha avanzado principalmente en dos campos: por un lado en tecnología de dispositivos, y por otro lado en avances en semiconductores. Esta evolución paralela ha propiciado la sustitución paulatina de los dispositivos de vacío por los transistores. Los primeros transistores bipolares responden bien en frecuencias relativamente altas, pero en contra tienen los problemas de linealidad. Por otro lado, los dispositivos de efecto de campo ofrecen una respuesta pobre en alta frecuencia, pero su linealidad es muy buena, con lo que ni unos ni otros eran capaces de ofrecer alternativas a los dispositivos termoiónicos. A todo esto se une que la tecnología de semiconductores, como se comentará en capítulos posteriores, permanece en continua evolución y los dispositivos de “simple” silicio no son adecuados para el trabajo en alta frecuencia.

A un semiconductor de potencia trabajando a alta frecuencia se le exige una movilidad electrónica (parámetro que se describirá en los siguientes capítulos) elevada, lo cual permitirá un funcionamiento óptimo. Deberán además ser capaces de aguantar alta temperatura de funcionamiento y un gran campo eléctrico crítico.

Volviendo al tema de la tecnología de dispositivos, aparte de los comentados anteriormente, que son los más comunes en electrónica de baja frecuencia,

actualmente en alta frecuencia se emplean otras como la que se tratará en este proyecto: los HEMT (*high electron mobility transistor*). Estos dispositivos combinados con semiconductores GaN permiten un comportamiento excelente en alta frecuencia y a potencias elevadas.

## **1.2 Objetivos**

El presente proyecto consiste en el diseño, desarrollo e implementación de un amplificador de microondas para su aplicación en redes inalámbricas *Wimax*. Para ello, se empleará un transistor HEMT de GaN comercial de Cree: CGH27015. Los principales objetivos son los siguientes:

- Estudio del transistor comercial CGH27015 en continuas.
- Extracción del modelo de pequeña señal del transistor comercial CGH27015.
- Diseño de un amplificador clase A basado en el transistor CGH27015 y simulaciones.
- Fabricación del amplificador clase A y medidas.

## **1.3 Estructura de la memoria del proyecto**

En los apartados de esta memoria se detallarán los pasos que se han seguido a la hora de desarrollar el amplificador, comenzando por el análisis del transistor en continua, con señales pulsadas y análisis de las características del semiconductor. En una segunda parte, se realizará el diseño del amplificador, desarrollando las redes de adaptación tanto a la entrada como a la salida del mismo. Se analizarán los parámetros *S* del dispositivo mediante un analizador de redes vectorial, se extraerán los parámetros de pequeña señal del dispositivo y posteriormente, se simulará el circuito mediante el software ADS (*Advanced Design System*).

Como teoría se explicará el funcionamiento de un amplificador de potencia de clase A, que será el implementado. Por último se fabricará el circuito amplificador, realizando pruebas y simulaciones para comprobar su correcto funcionamiento.

## **Capítulo 2: Tecnología de semiconductores, parámetros y diseño de dispositivos**

### ***2.1 Introducción***

La teoría de semiconductores es un campo básico a la hora de afrontar el diseño cualquier dispositivo electrónico activo. En el caso que nos ocupa, desarrollo de un amplificador de microondas, es de vital importancia el conocimiento microelectrónico del semiconductor empleado, para así poder determinar con exactitud cómo será su comportamiento a alta frecuencia y altas potencias. El objetivo de este segundo capítulo es el estudio de los principales materiales semiconductores empleados en la actualidad en transistores de microondas, centrándonos en la tecnología GaN. Se realizarán comparativas entre ellos y se explicarán matemáticamente algunos conceptos.

### ***2.2 Teoría de semiconductores***

Los semiconductores son materiales que tienen características comunes a los conductores y a los aislantes. Uno de los secretos del gran auge que ha tenido la electrónica en los últimos 50 años ha sido el control sobre este tipo de materiales. El estudio de los semiconductores es una parte de la física cuántica, física que se encarga de los procesos a nivel atómico. En este tipo de procesos la energía se entrega o se acepta en forma de paquetes o cuantos, con valores discretos. Los semiconductores son materiales que poseen una banda prohibida o de GAP (energía del gap, energía entre la banda de valencia y la de conducción) mayor que en los conductores pero mucho menor que en los aislantes. Debido a esto, los electrones de la banda de valencia pueden adquirir la energía suficiente como para abandonar esta capa y saltar a la de conducción, momento en el que ante un campo eléctrico pueden ser acelerados. La Figura 2. 1 muestra los diagramas energéticos de los distintos materiales.

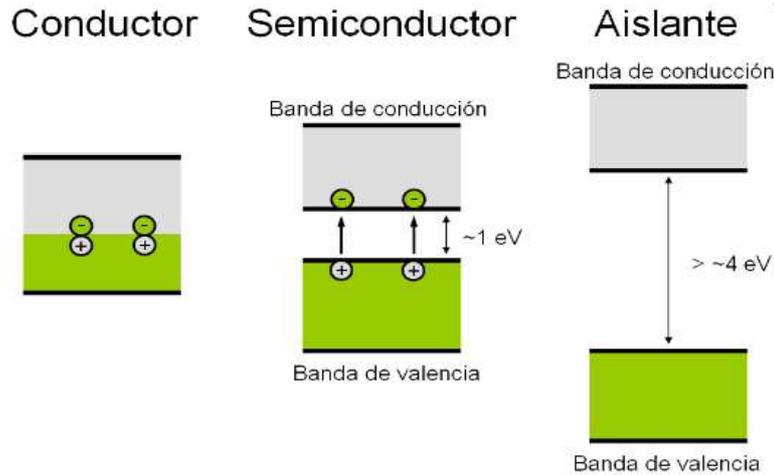


Figura 2.1: Bandas de energía.

Los semiconductores son elementos de los grupos de la tabla periódica II, III, IV, V, VI. Los más empleados son los de los grupos III y IV (Figura 2.2).

13	14	15	16
5 B Boro	6 C Carbono	7 N Nitrógeno	8 O Oxígeno
13 Al Aluminio	14 Si Silicio	15 P Fósforo	16 S Azufre
31 Ga Galio	32 Ge Germanio	33 As Arsénico	34 Se Selenio
49 In Indio	50 Sn Estado	51 Sb Antimonio	52 Te Teluro

Figura 2.2: Materiales semiconductores.

El material semiconductor por excelencia es el silicio. Este posee 4 electrones de valencia y es capaz de formar enlaces covalentes con otros átomos de silicio. En este caso, al semiconductor se le denomina intrínseco, dado que no tiene impurezas de otros átomos. Los átomos de los distintos materiales semiconductores forman redes periódicas tridimensionales por las que fluyen los electrones en caso de que se den las condiciones necesarias. La unidad básica de la red es la celda. Las principales son la cúbica, cúbica centrada en el cuerpo y cúbica centrada en las caras.

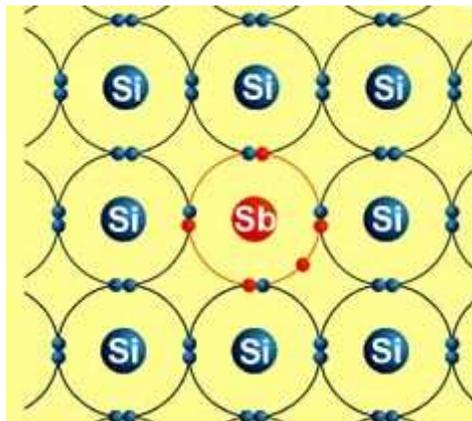


Figura 2.3: Diagrama bidimensional de silicio dopado.

El silicio como tal no sirve de mucho. En cambio, con un ligero dopado (adición de impurezas donadoras o aceptadoras, Figura 2.3), este se convierte en un semiconductor de tipo n (impurezas donadoras) o de tipo p (impurezas aceptadoras). Las impurezas donadoras son elementos con 5 electrones de valencia. Al mezclarse con átomos de silicio liberan un electrón que queda libre para interactuar con otros átomos. Los elementos donadores son el fósforo y el arsénico. Las impurezas aceptadoras son elementos con 3 electrones de valencia, que al mezclarse con átomos de silicio, dejan un hueco, o ausencia de electrón (partícula positiva), que puede interactuar con otras partículas de la red. Los elementos aceptores son el aluminio y el galio. En un semiconductor intrínseco, cada electrón que abandona la banda de valencia hacia la de conducción genera un hueco en la primera, creando un par de electrón-hueco (E-H). Por lo tanto, en un semiconductor intrínseco, tenemos:

$$n=p \quad (2.1)$$

De este modo, es posible calcular la posición del **nivel de fermi** (*nivel más alto ocupado en un sistema cuántico a 0 K*) en un semiconductor intrínseco (Figura 2.4).

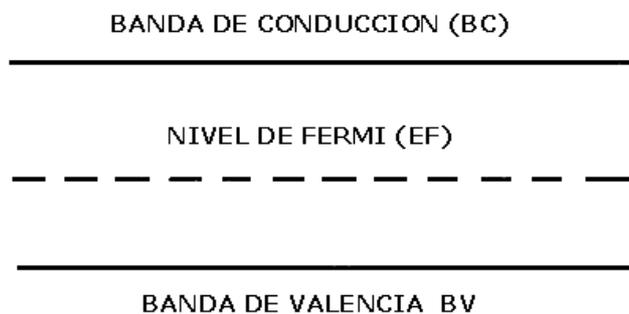


Figura 2. 4: Niveles energéticos.

La densidad de electrones n viene definida por:

$$n = N_c * e^{\frac{E_C - E_f}{kT}} \quad (2.2)$$

donde  $N_c$  es la densidad efectiva de estados en el borde de la banda de conducción, que multiplicada por la función de distribución de Boltzmann (dice como se distribuyen los electrones en la banda de conducción), nos da la concentración de portadores en la banda de conducción.

De manera similar, para la densidad de huecos  $p$ , tenemos:

$$p = N_p * e^{(E_i - E_v) / \kappa * T} \quad (2.3)$$

Igualando (2.2) y (2.3), obtenemos:

$$E_i = E_v + \frac{E_g}{2} - \kappa * T / 2 * \ln \frac{N_c}{N_v}. \quad (2.4)$$

De este modo queda definida la energía del nivel de Fermi para un material dado. Es decir el nivel máximo alcanzado por los electrones en un sistema cuántico a 0 K. La energía de este nivel tiene una estrecha relación con el funcionamiento de los transistores HEMT, y en general, de cualquier dispositivo semiconductor.

## 2.3 Movilidad electrónica

A nivel de circuito, el comportamiento en función de la frecuencia de un transistor depende de sus capacidades parásitas. A nivel de dispositivo, el comportamiento interno de un transistor depende del tipo de éste (BJT, FET, HEMT) y de la movilidad electrónica ( $\mu_n$ ).

La movilidad electrónica se define de la siguiente manera:

→ Los electrones en el átomo (en la banda de conducción) están constantemente en movimiento, chocando contra otros, cambiando de dirección, etc...

→ La energía cinética media de estos electrones:

$$\frac{1}{2} M_n * V_{th}^2 = \frac{3}{2} * \kappa * T \quad (2.5)$$

dónde  $M_n$  es la masa efectiva de los electrones,  $V_{th}$  es la velocidad umbral ( $V_{th} = 10^7$  cm/s para una temperatura de 300K),  $\kappa$  es la constante de planck y  $T$  la temperatura.

→ Ahora hay que definir dos parámetros más: el recorrido libre medio ( $l_c$ ) y tiempo libre medio ( $t_c$ ). La ecuación 2.6 relaciona éstos con la velocidad umbral. Ambas están asociadas a las colisiones de los electrones.

$$V_{th} = l_c / t_c \quad (2.6)$$

→ Si se aplica un campo eléctrico:

$$F = -q * \epsilon \quad (2.7)$$

Donde  $q$  es la carga del electrón y  $\epsilon$  es el campo eléctrico aplicado.

→ Cada electrón experimenta una fuerza y se produce una velocidad de arrastre.

→ Empleando la ecuación 2.8:

$$F = m * a \quad (2.8)$$

Donde  $m$  es la masa del electrón y  $a$  la aceleración aplicada.

→ Las anteriores y realizando alguna transformación se obtiene:

$$V_n = \left( -q * \frac{t_c}{m_n} \right) * \epsilon \quad (2.9)$$

Donde  $V_n$  es la velocidad de arrastre.

→El factor de proporcionalidad entre  $V_n$  y  $\epsilon$  es la movilidad electrónica,  $\mu_n$ :

$$\mu_n = q * t_c / m_n \quad (2.10)$$

Expresada en  $\text{cm}^2/\text{V*s}$  [2.1].

## **2.4 Energía del gap y temperatura**

Al aumentar la temperatura de un material sobre la temperatura ambiente, se produce un incremento exponencial de portadores en la banda de conducción, imposibilitando el uso del dispositivo, esto es debido a que a temperatura ambiente la concentración de portadores en la capa de conducción es prácticamente igual a concentración de impurezas donadoras, pero cuando se produce un aumento de temperatura, en la capa de conducción aparece toda la concentración intrínseca de portadores del dispositivo, haciendo imposible su uso controlado. Por lo tanto, cuanto mayor sea la energía del gap, mayores temperaturas serán necesarias para producir esta inversión de portadores. Los semiconductores con una banda de gap grande permitirán temperaturas de operación mucho más altas que otros semiconductores con menor energía prohibida. En el apartado 2.5, se presentan dos tablas comparativas con las características de los principales semiconductores (Tabla 2.1 y 2.2). En ellas se muestran, además de otros parámetros, la temperatura máxima soportada por cada tipo de material, su energía de gap y la conductividad térmica. Estos tres parámetros están estrechamente relacionados con la temperatura máxima a la que el dispositivo puede trabajar y por tanto, la potencia máxima a la que pueden trabajar.

Los dispositivos electrónicos que soportan grandes potencias suelen contar con disipadores que sean capaces de evacuar la energía térmica producida en la unión (Apartado 4.3), la tecnología GaN, por su alta conductividad térmica (Tabla 2.2), no necesita disipadores cuando trabajan con potencias moderadas.

## 2.5 Tecnología GaN

Como se comprobará a continuación, los semiconductores de tipo GaN (Nitruro de galio) son muy utilizados para la fabricación de dispositivos de alta frecuencia y alta potencia. La Tabla 2. 1 muestra las principales características de diferentes semiconductores, incluida la tecnología GaN [2.2].

Material	$\mu$	$\epsilon$	$E_g$	$T_{max}$ (°C)
Si	1300	11.4	1.1	300
GaAs	5000	13.1	1.4	300
SiC	260	9.7	2.9	600
GaN	1500	9.5	3.4	700

Tabla 2.1: Características de algunos semiconductores de interés.

Como puede observarse en la tabla 2.1, la tecnología GaN es la que presenta una energía de gap ( $E_g$ ) mayor.  $E_g$  está estrechamente relacionada con la tensión máxima de funcionamiento y con la temperatura máxima de la unión. En cambio, la movilidad de los electrones ( $\mu$ ) es menor que en la tecnología GaAs. Para solventar estos problemas se empleará una estructura HEMT.

La tecnología GaAs es la tecnología más empleada para la fabricación de dispositivos de alta frecuencia, ya que permite la operación hasta frecuencias cercanas a los 300 GHz. Sin embargo, su principal inconveniente es la escasa potencia de trabajo, debido a la poca energía del gap, muy cercana a la del silicio.

La Tabla 2.2 muestra otras características básicas de los principales semiconductores [2.3].

Material	Conductividad térmica $\kappa$ (W/°K cm)	Campo eléctrico crítico $E_c$
Si	1.5	0.3
GaAs	0.54	0.4
InP	0.67	0.45
GaN	1.7	2

Tabla 2.2: Otras características de semiconductores de interés.

Como puede observarse en la tabla 2.2, la tecnología GaN tiene una mayor conductividad térmica y un mayor campo eléctrico de rotura que la tecnología GaAs. Esto permite a los dispositivos fabricados en tecnología GaN soportar mayores potencias de trabajo. Una característica importante en los dispositivos de potencia a base de GaN es la elevada corriente que deben ser capaces de suministrar. Para ello, los dispositivos tienen que tener canales anchos. Esto implica una baja impedancia que da lugar a una dificultosa tarea de adaptación.

El último parámetro que comentaremos es la constante dieléctrica ( $\epsilon$ ) de los semiconductores. Si esta es alta, será muy difícil realizar líneas de adaptación. Este no es el caso para el GaN (Tabla 2.1) dado que presenta un valor 20% menor que las tecnologías convencionales.

Para la realización de transistores a base de GaN se pueden emplear distintas arquitecturas como MOSFET, MESFET, etc. El tipo elegido debe compensar la baja movilidad electrónica que presenta este semiconductor de manera que el dispositivo sea interesante para aplicaciones en el rango de las microondas. Los transistores que permiten una alta movilidad electrónica son principalmente el BJT y el HEMT. Los dispositivos GaN de tipo bipolar no pueden ser llevados a la práctica, ya que en tecnología GaN es complicado realizar un dopado de tipo p. Los dispositivos HEMT, al formar capas con dopado gradual, permiten movilidad electrónica de más de  $2000 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$  al formarse una capa 2DEG.

## 2.6 Transistores HEMT

Los transistores HEMT fueron descubiertos a finales de los años 70 y son una evolución natural de los dispositivos MOSFET. Los HEMT son un tipo de transistor de efecto de campo (FET) en el que realizando un dopado gradual de las distintas capas del semiconductor, se consigue crear un pozo en una zona sin dopar cuando se aplica una tensión en la puerta. Este pozo corresponde a una zona que se encuentra energéticamente por debajo del nivel de Fermi. Al no presentar dopado, los electrones apenas encuentran impurezas que limiten su movimiento. De este modo, se crea un gas electrónico de dos dimensiones que permite una movilidad altísima y un funcionamiento a frecuencias de hasta 300 GHz. A esta banda de dos dimensiones se la denomina 2DEG (Two dimensional electron gas).

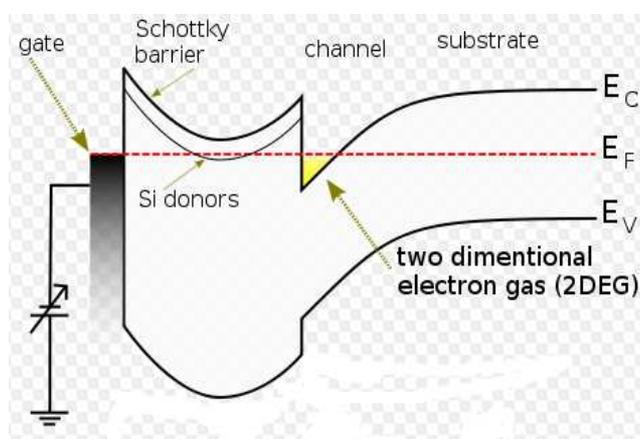


Figura 2.5: Bandas de energía de un HEMT.

## 2.7 Fabricación de transistores HEMT GaN

Un HEMT cuenta con varias capas de semiconductor con distintos dopados. La Figura 2. 7 muestra una sección transversal de un transistor HEMT GaN.

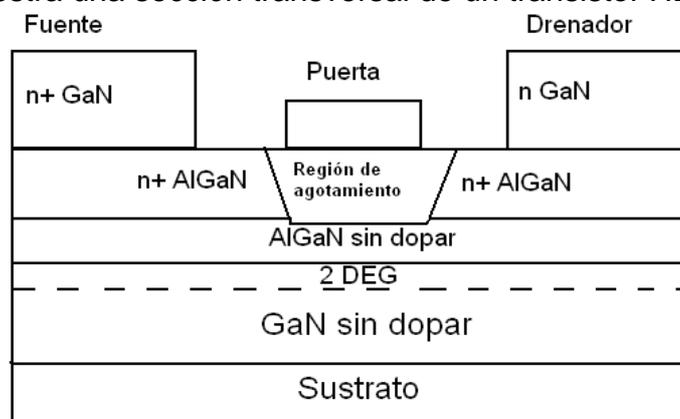


Figura 2.6: Composición de capas de un HEMT GaN.

Para fabricar un HEMT GaN partimos de un sustrato que suele ser de SiC (carburo de silicio). Este sustrato permite grandes potencias de operación gracias al elevado valor de su conductividad térmica. A continuación, se hace crecer una capa sin dopar de nitruro de galio (GaN), la cual formará parte de una heteroestructura con la siguiente capa de AlGaN también sin dopar. En la parte superior se crea una puerta de unión entre un metal y un semiconductor, llamada unión Schottky. Dicha unión metal-semiconductor provoca que los electrones del semiconductor se difundan en el metal (menos energía en la banda de conducción), creando una zona de agotamiento bajo la puerta. Esta zona controlará la corriente de drenador. Modificando la tensión en la unión Schottky, se aumentará o disminuirá la región de carga espacial, lo que cambiará la energía de la zona cercana al pozo cuántico, controlando así la corriente de drenador. Por último, y como en casi todos los procesos de fabricación de semiconductores, se deposita una capa de SiN, también llamada de pasivación, que favorece el aislamiento y el manejo de grandes corrientes.

Para mostrar los efectos de la pasivación en un HEMT GaN, representamos las medidas en continuas y pulsadas de la característica ID-VDS.

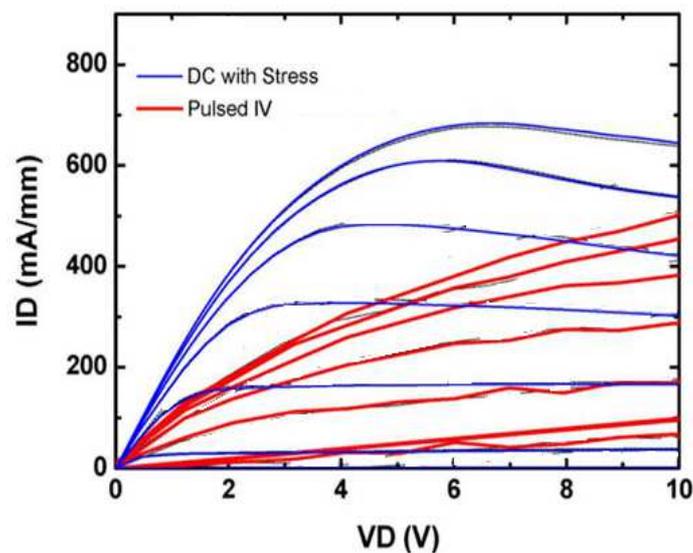


Figura 2.7: Medidas continuas y pulsadas (0.1us) de la característica ID-VDS de un HEMT GaN.

En la Figura 2.7 se comprueba como para medidas pulsadas de 0.1us de la característica ID-VDS, la corriente de colector es mucho menor que lo esperado ante la respuesta de este dispositivo en medidas continuas. Cuando el transistor está polarizado con una tensión continua, los electrones de puerta se inyectan en la superficie donadora que se encuentra vacía para mantener el 2DEG, pero en polarizaciones con variaciones rápidas de tensión, los electrones no son capaces de seguir esta corriente debido a una elevada constante de tiempo en las trampas donadoras, lo cual limita la corriente de drenador.

La Figura 2.8 muestra una sección de un HEMT con capa de pasivación.

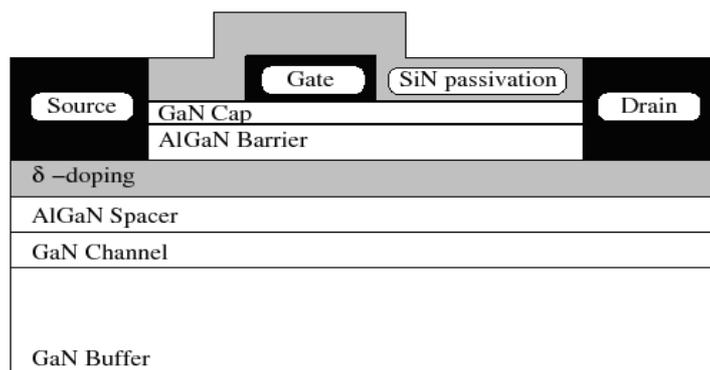


Figura 2.8: Capa de pasivación en un HEMT.

La capa de pasivación evita que los electrones sean atrapados en la superficie y que otros se dispersen. A esta estructura se le realizan varias modificaciones con el fin de mejorar algunas de sus características como la adición de una placa de campo sobre una capa de dieléctrico. Una placa de campo se encarga de modificar el perfil de campo eléctrico, disminuir su valor de pico, de este modo se disminuyen los efectos trampa y aumentan las tensiones de ruptura. El principal método es conectarla por puerta, así se modifica el efecto de campo del dispositivo. Esto produce un efecto de modulación del canal ocasionado por la tensión entre drenador y puerta, limitando el campo máximo admisible por el dispositivo. Por lo tanto a mayor placa de campo, mayor potencia puede soportar el dispositivo, pero por el contrario añade capacidad entre drenador y puerta, lo que limita en frecuencia el dispositivo.

Otro método de insertar la placa de campo es conectarla a la fuente del dispositivo. Este método ha demostrado ser muy útil para la reducción de la realimentación del dispositivo (parámetro  $S_{12}$ ). Estudios han demostrado la reducción mediante este procedimiento de cerca del 28% del valor sin placa de campo.

Una vez vistos los distintos métodos de implementar un transistor HEMT, se nombrarán los procedimientos de implementación de estas capas de semiconductores.

Para la fabricación de un transistor HEMT GaN se utiliza una técnica de crecimiento epitaxial. Para la fabricación de heteroestructuras se suele utilizar una de las dos siguientes técnicas: deposición química en fase de vapor a partir de precursores organometálicos (MOCVD) y crecimiento epitaxial por haces moleculares (MBE), las cuales consisten en el crecimiento nitruros del grupo III como el GaN, AlN, AlGaN, InGaN.

En el proceso de fabricación MOCVD, las distintas capas del transistor se depositan en fase vapor. El Ga, el Al, y el In son suministrados utilizando los componentes orgánicos organometálicos correspondientes. Estos

componentes son transportados por un gas portador, usualmente hidrógeno. De ese modo, la concentración del componente en el gas portador es determinada por la presión de su vapor.

En la técnica RF-MBE, átomos y moléculas de nitrógeno reactivos se producen pasando un flujo de nitrógeno (gas N<sub>2</sub>) a través de una descarga de plasma. Una variante de este proceso utiliza NH<sub>3</sub> como fuente de gas nitrógeno. Los flujos de crecimiento de los elementos de la columna III son dados por evaporación de fuentes elementales de gran pureza. Los esfuerzos de crecimiento de ambas técnicas se han centrado en desarrollar estructuras HEMT de AlGaN/GaN de microondas y ondas milimétricas de alta potencia.

Para estas técnicas de fabricación, se utiliza sustratos de carburo de silicio (SiC), silicio (Si) y zafiro (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). El carburo de silicio se emplea intensivamente debido a su excelente conductividad térmica, mientras que el silicio y el zafiro se utilizan por su bajo coste. El aislamiento del dispositivo de los sustratos de carburo de silicio (SiC) y silicio (Si) se consigue mediante una capa de nucleación de AlN resistiva, en la que las condiciones de crecimiento se ajustan para prevenir la difusión del silicio hacia fuera.

Para finalizar, conviene mencionar que los sustratos de carburo de silicio y de zafiro son los que más potencia soportan, debido principalmente a su alta conductividad térmica. En la figura 2.9 se muestra una comparativa entre estos sustratos y las potencias soportadas.

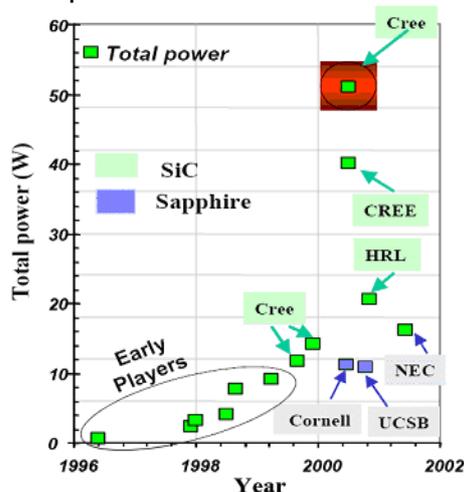


Figura 2.9: Comparativas entre diferentes sustratos.

## 2.8 Limitaciones de los transistores HEMT

A parte del gran potencial que presentan los transistores de GaN para las aplicaciones comerciales, como amplificadores de alta potencia y alta frecuencia, también hay que destacar dos efectos que presentan estos transistores y pueden limitar sus aplicaciones:

→Ruido a baja frecuencia

Una peculiaridad importante de los HEMT de AlGaN-GaN es la aparición de un ruido no lorenciano a baja frecuencia, donde la densidad de potencia de ruido depende según la expresión:

$$1/f^\beta \quad (2.11)$$

donde  $\beta$  está definida entre 0,8 y 2, siendo principalmente de valor igual a 1. Se puede observar que para valores de frecuencia entorno a 1 MHz aun presenta un gran nivel de potencia lo cual es causante de la aparición de un ruido de fase para las aplicaciones de microondas, siendo en muchos casos un problema para las comunicaciones en esa banda. Estos efectos están determinados por la presencia de estados de superficie (surfacestate), aunque aún no está claro cuál es el modelo matemático que describe este comportamiento y han surgido varios métodos para describir este efecto. En la actualidad, el método más aceptado indica que la dependencia no lorenciana del ruido se debe al mecanismo de recombinación de la barrera Schottky. Este mecanismo está afectado por la variación de la densidad de trampas en la superficie y se puede observar que el mecanismo de recombinación da lugar a que se modifique la altura de la barrera Schottky, la cual decrece hasta volver a su valor original siendo más notorio este hecho para frecuencias elevadas, lo que da lugar a la aparición del ruido no lorenciano.

**→Efecto de fotoconductividad persistente (PPC, persistent photoconductivity)**

Este efecto tiene una gran importancia para las aplicaciones de los AlGaN-GaN HFET como fotodetectores, ya que presentan una disminución de la corriente de colector a lo largo del tiempo cuando son sometidos a una fuente luminosa. Si bien este efecto pasa desapercibido para las aplicaciones como transistores de potencia, es una prueba más de la vulnerabilidad que presentan estos dispositivos a las trampas de superficie [2.4].

## **2.9 Futuro de la tecnología GaN**

Ante los problemas que presentan los transistores AlGaIn-GaN tales como el colapso de corriente de drenador en RF, la aparición de ruido no lorenciano y el efecto de fotoconductividad persistente, todos ellos causados por la presencia de trampas de superficie, se han buscado nuevas tecnologías para la fabricación de estos dispositivos. Una estructura que en principio parece no verse afectada se consigue sustituyendo la capa AlGaIn por una capa de InAlN. Las medidas tomadas para este nuevo dispositivo demuestran las excelentes propiedades para el diseño de HEMT de alta potencia y los presenta como una posible alternativa a los transistores AlGaIn/GaN. Este tipo de dispositivo no está implantado comercialmente dado que los únicos transistores que se conocen han sido diseñados en laboratorios [2.4].

## **2.10 Conclusiones**

En este capítulo se ha analizado la teoría básica de los semiconductores así como sus parámetros fundamentales, lo que ha permitido establecer una relación entre algunos parámetros de un transistor HEMT y el semiconductor empleado tales como movilidad electrónica (frecuencia máxima de funcionamiento) y energía del gap ( $T^a$  de funcionamiento y potencia máxima). Se ha analizado el funcionamiento y la construcción de un transistor HEMT, se comentado los principales métodos para su fabricación y los problemas asociados a su estructura HEMT. Con este capítulo se sientan las bases tecnológicas del transistor en sus dos ámbitos.

## **2.11 Bibliografía**

- [2.1] S. M. Sze: Semiconductor devices: Physics and technology. 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley and Sons, 1985.
- [2.2] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu: AlGaIn/GaN HEMT- An overview of device operation and applications. Proceedings of the IEEE, Vol 90, N°6, pp. 1022-1031, June 2002.
- [2.3] R. J. Trew: Sic and GaN transistors- is there one winner for microwave power applications? Proceedings of the IEEE, Vol 90, N°6, pp. 1032-1047, June 2002.
- [2.4] D. Castaño: Diseño de amplificadores de potencia de RF en la tecnología de GaN. Proyecto fin de máster, Universidad de Sevilla, noviembre 2010.

## Capítulo 3: Caracterización estática y en pequeña señal de un Transistor GaN

### 3.1 Introducción

En este capítulo se analizará un transistor HEMT GaN comercial de Cree: CGH27015 (Figura 3.1). Se medirá y se representará las características estáticas de éste y se procederá a la extracción de los parámetros de su modelo de pequeña señal.



Figura 3.1: Transistor utilizado en este proyecto.

### 3.2 Características I-V

Para llevar a cabo las medidas, se ha utilizado un Semiconductor Analyzer de Agilent. Este equipo tiene dos limitaciones, aunque estas no impedirán de realizar una primera caracterización del transistor comercial Cree CGH27015. La primera es que no es capaz de realizar medidas de intensidad superiores a 1 A y la segunda es que las medidas pulsadas tienen que tener un pulso inferior a 500  $\mu$ s.

Las medidas de corriente de drenador en función de la tensión drenador-fuente para diferentes tensiones de puerta (Figura 3.2) hace evidente la capacidad de estos transistores en alcanzar grandes corrientes de drenador para unas elevadas tensiones de drenador-fuente y, por consiguiente, grandes potencias de salida.

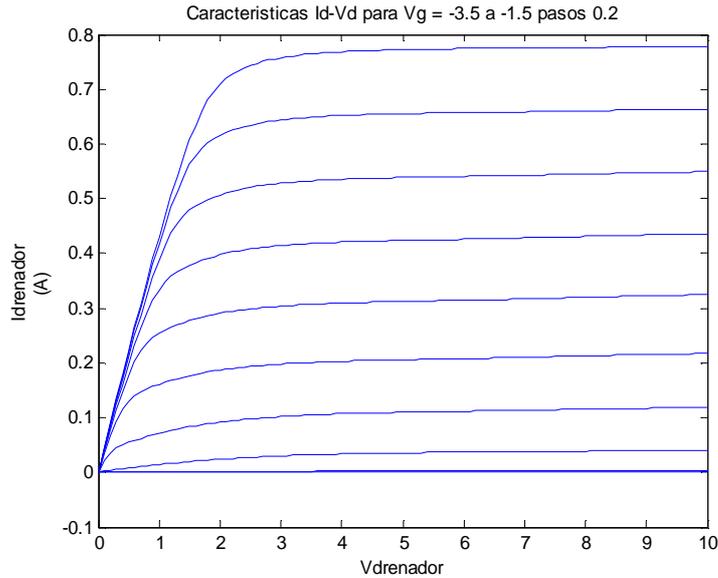


Figura 3.2: Intensidad de drenador en función de la tensión de drenador-fuente.

Para observar algunos efectos adicionales del transistor HEMT GaN debido al calentamiento, la variación de parámetros internos tales como la movilidad, las características de breakdown y de la unión Schottky, además de los efectos de dispersión en baja frecuencia en la transconductancia y la conductancia de salida asociadas a las trampas y estados superficiales, hemos realizado unas medidas I-V pulsadas de 500  $\mu$ s.

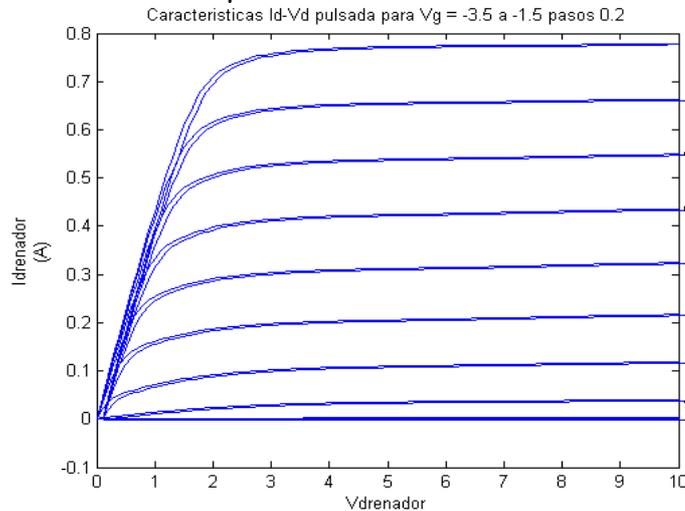


Figura 3.3: Características I-V pulsadas y no pulsadas.

En la Figura 3.3, se puede observar que las características del transistor en medidas pulsadas de 500  $\mu$ s son casi idénticas a las características no pulsadas. Por consiguiente, este transistor comercial dispone de una capa de pasivación que evita el efecto de colapso de corriente de drenador y hace que este transistor sea adecuado para funcionar en altas frecuencias.

Las Figuras 3.4 y 3.5 representan, respectivamente, las medidas estáticas y pulsadas de la característica  $I_d$ - $V_g$ . En ellas se pueden extraer la tensión de umbral de la puerta.

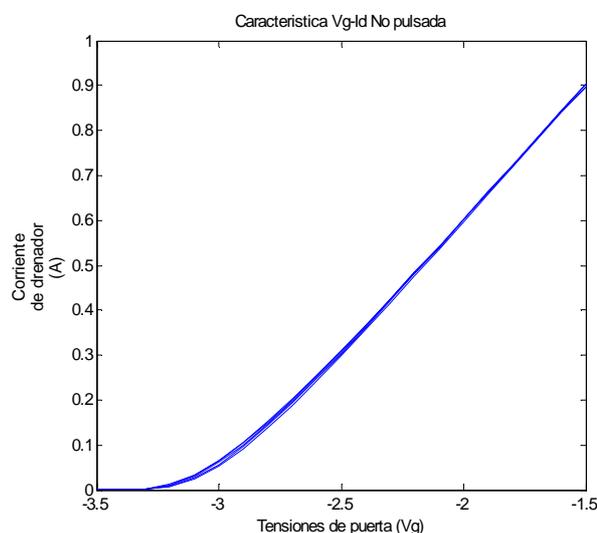


Figura 3.4: Medidas estáticas de la corriente de drenador en función de la tensión de puerta.

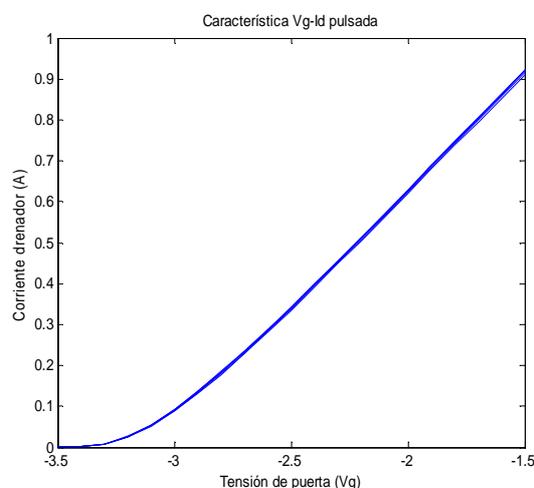


Figura 3.5: Medidas pulsadas de la corriente de drenador en función de la tensión de puerta.

La característica de las medidas pulsadas  $I_d$ - $V_g$  (Figura 3.5) muestra la misma similitud que la característica en medidas estáticas (Figura 3.4). Esto confirma las excelentes capacidades del dispositivo para trabajar como transistor de alta potencia y alta frecuencia y se observa que el dispositivo no presenta el problema de colapso de corriente.

### 3.3 Método para extraer el modelo pequeña señal de un HEMT GaN

A la hora de analizar un amplificador, se puede realizar una aproximación a un modelo matemático de redes bipuerta en el que se muestran parámetros como resistencia de entrada, resistencia de salida, ganancia de tensión, de corriente, transconductancia y transimpedancia. En función del tipo de dispositivo con el que estamos trabajando, el modelo puede ser uno de los siguientes (Figuras 3.6 a 3.9):

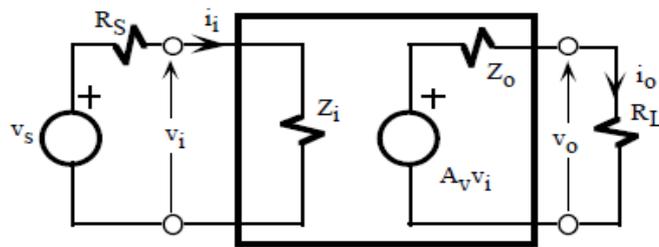


Figura 3.6: Fuente de tensión controlada por tensión.

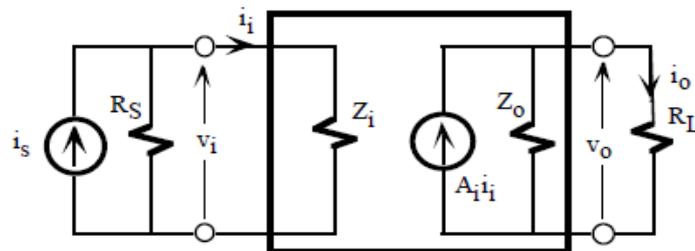


Figura 3.7: Fuente de corriente controlado por corriente.

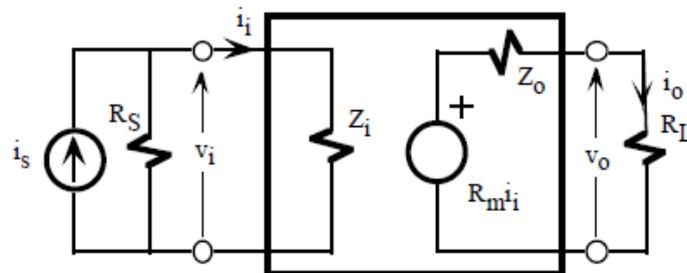


Figura 3.8: Fuente de tensión controlada por corriente.

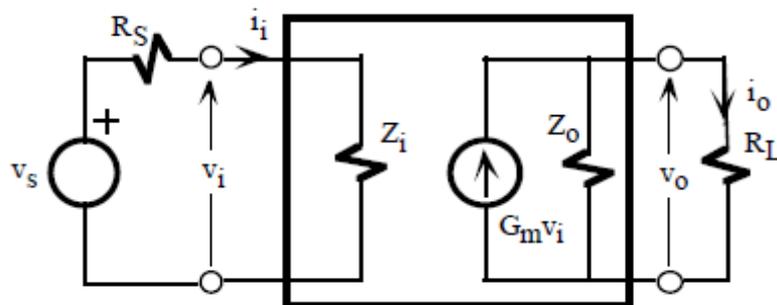


Figura 3.9: Fuente de corriente controlada por tensión.

Estos modelos sirven para realizar un análisis del amplificador a nivel de circuito. En caso de amplificadores de efecto de campo (FET, HEMT), el modelo equivalente es el de transconductancia como el de la figura 3.10.

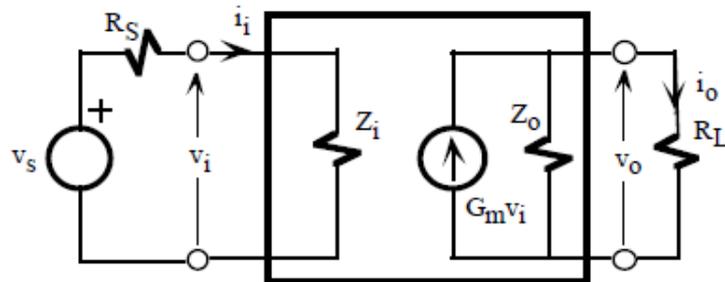


Figura 3.10: Modelo equivalente para un HEMT.

El parámetro principal de este modelo es la transconductancia, correspondiente al cociente entre la corriente de salida y la tensión de entrada:

$$G_m = I_o / V_i \quad (3.1)$$

si  $R_L \rightarrow 0$

$$G_M = Z_o / R_L + Z_o * G_m \quad (3.2)$$

siendo  $G_m$  y  $G_M$  la transconductancia sin resistencia de carga y con resistencia de carga, respectivamente.

El modelo de pequeña señal de la Figura 3.10 es el circuito simplificado del modelo real y es con el que se trabajará en las siguientes líneas. Para la extracción del modelo de pequeña señal se parte de los parámetros S a la frecuencia de trabajo del transistor que será en torno a los 2.1 GHz. El modelo de pequeña señal de un FET está representado en la Figura 3.11 [3.1].

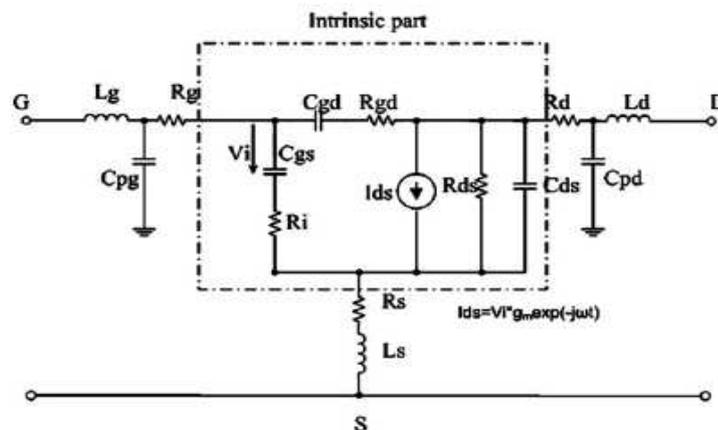


Figura 3.11: Modelo de pequeña señal de un FET.

Existen dos tipos de parámetros en el modelo de pequeña señal de la Figura 3.11: los parámetros intrínsecos al dispositivo que dependerán de la

polarización, y los parámetros extrínsecos asociados al conexionado y a los efectos parásitos. Para trabajar con el dispositivo, es necesario incluir ambos tipos de parámetros. Para obtener este modelo a partir de los parámetros  $S$  será necesario una serie de transformaciones. A continuación, se describe el significado de los diferentes parámetros del modelo de pequeña señal.

- Las inductancias  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  son las asociadas a la unión entre el transistor y las pistas del encapsulado.  $R_s$ ,  $R_g$  y  $R_d$  son las resistencias asociadas a estas uniones. En el caso de  $R_g$  es la resistencia asociada a la unión schottky de la puerta.  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$  son las capacidades asociadas a estas uniones.
- Los parámetros intrínsecos que dependen del punto de polarización del dispositivo son:  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  (dependen de  $V_{gs}$  y  $V_{gd}$ ),  $R_{lgs}$  y  $R_{lgd}$  (resistencias equivalentes de un diodo en el punto de polarización),  $G_m$  (ganancia de pequeña señal del transistor en el punto de polarización),  $C_{ds}$  (capacidad entre drenador y fuente) y  $R_{ds}$  (resistencia de salida, que dependerá de  $V_{gs}$ ).

Estos parámetros son los típicos para un transistor FET cualquiera. Para el caso de un HEMT de GaN, el modelo es más complejo. Consta de 19 parámetros como el modelo de la Figura 3.12 [3.2].

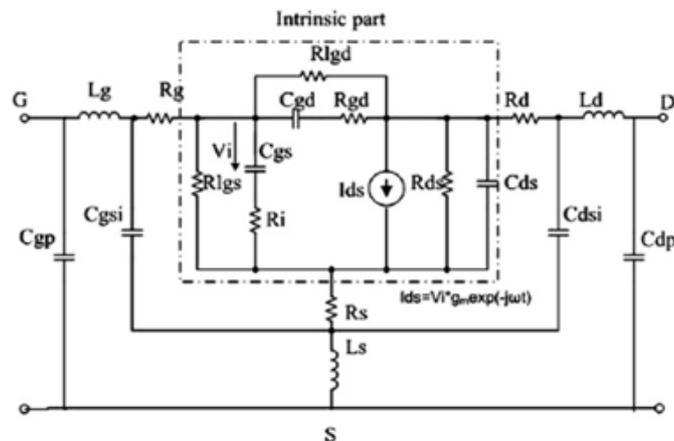


Figura 3.12: Modelo de pequeña señal de un HEMT GaN con capacidades parásitas.

Para obtener los parámetros de este modelo, primero se consiguen los parámetros extrínsecos, dado que no dependen del punto de polarización y se pueden adquirir al margen de los parámetros  $S$  en polarización.

Comenzando por el cálculo de capacidades, estas pueden aproximarse según la Figura 3.13.

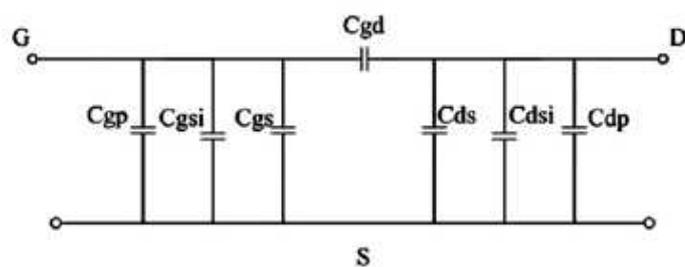


Figura 3.13: Capacidades del dispositivo.

En la Figura 3.13:

- $C_{gp}$ ,  $C_{gsi}$ ,  $C_{gs}$  se toman como una única capacidad  $C_{gp}$ .
- $C_{ds}$ ,  $C_{dsi}$ ,  $C_{dp}$  se toman como una única capacidad  $C_{dp}$ .

El método para obtener estos parámetros (Tabla 3.1) consiste en calcular los parámetros  $S$  con el canal sin formar ( $V_g < V_{th}$ ), pasar a parámetros  $Y$  y calcular las capacidades. Luego se pasa a parámetros  $Z$  y se calcula las inductancias.

El valor de las resistencias parásitas se calcula resolviendo el sistema de ecuaciones de la parte real de las impedancias.  $R_{ch}$  es la resistencia de canal y se obtiene aplicando una tensión en la puerta menor a la tensión que permite formar el canal.

Parámetro	Valor
$\text{Im}(Y_{11})$	$j\omega(C_{gp}+2C_{gd})$
$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21})$	$-j\omega C_{gd}$
$\text{Im}(Y_{22})$	$j\omega(C_{gd}+C_{dp})$
$Z_{11}$	$R_s+R_g+R_{ch}/3+j\omega(L_s+L_g)$
$Z_{12}=Z_{21}$	$R_s+R_{ch}/2+j\omega L_s$
$Z_{22}$	$R_d+R_s+R_{ch}+j\omega(L_s+L_d)$

Tabla 3.1: Asociación de parámetros con capacidades, inductancias y resistencias parásitas.

Una vez llegado a este punto, tenemos los parámetros extrínsecos del dispositivo (capacidades, inductancias y resistencias), correspondientes a los elementos parásitos independientes del punto de polarización. A partir de aquí, se puede obtener los parámetros intrínsecos. Para ello, se polariza el dispositivo en un punto determinado, y se mide los parámetros  $S$  para una frecuencia dada y una polarización determinada. A partir de la matriz  $S$ , aplicamos las distintas transformaciones representadas en la figura 3.14 [3.1].

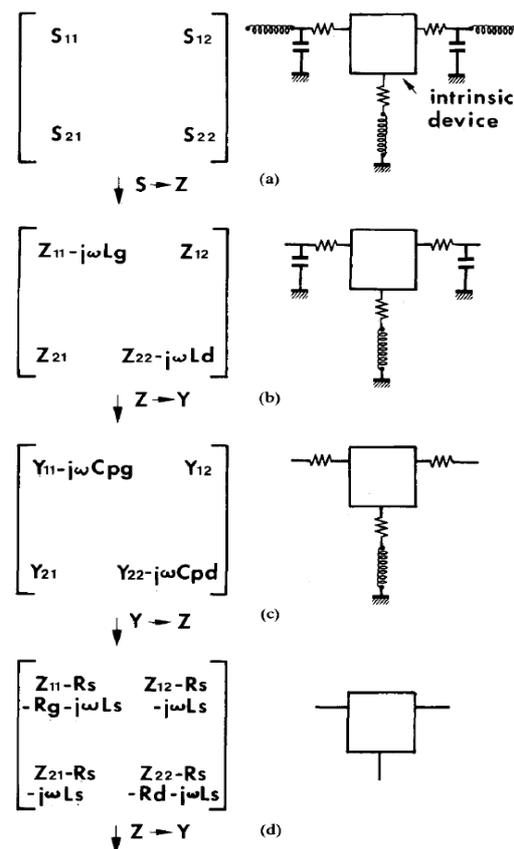


Figura 3.14: Transformaciones para extraer los parámetros intrínsecos.

La Figura 3.15 representa el modelo equivalente intrínseco en pequeña señal.

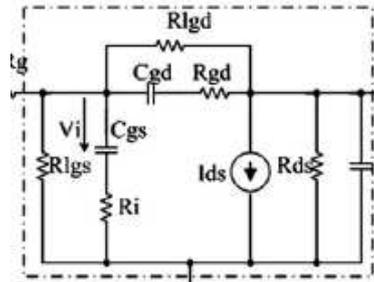


Figura 3.15: Circuito equivalente con los elementos intrínsecos.

En la Figura 3.15,  $R_{lgs}$  y  $R_{lgs}$  son las resistencias de conducción de los diodos que modelan la puerta-fuente y puerta-drenador. Esas resistencias son despreciables para las frecuencias con las que vamos a trabajar ( $< 3$  GHz). Por lo tanto, el modelo empleado será el siguiente:

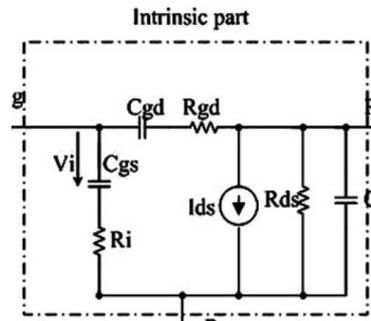


Figura 3.16: Circuito equivalente intrínseco sin resistencias de conducción.

Las ecuaciones para la extracción de los parámetros intrínsecos de pequeña señal son las siguientes:

$$g_{lgs} = 1/R_{lgs} = 1 \quad (3.4)$$

$$g_{lgs} = 1/R_{lgs} = 1 \quad (3.5)$$

$$w_{cgs} = \text{Im}(Y_{12}) * (1 + (\frac{R_{s}Y_{12} + g_{lgs}}{\text{Im}Y_{12}})^2) \quad (3.6)$$

$$w_{rgd} = \frac{R_{s}Y_{12} + g_{lgs}}{C_{gd} * \text{Im}Y_{12}} \quad (3.7)$$

$$w_{Ri} = \frac{R_{s}Y_{11} + R_{s}Y_{12} - g_{lgs}}{C_{gd} * (\text{Im}Y_{11} + \text{Im}Y_{12})} \quad (3.8)$$

$$w_{Cgs} = \frac{\text{Im}Y_{11} + \text{Im}Y_{12} * (1 + (R_{s}Y_{11} + R_{s}Y_{12} - g_{lgs})^2)}{(\text{Im}Y_{11} + \text{Im}Y_{12})^2} \quad (3.9)$$

$$w_{\tau} = \sin^{-1} \frac{\text{Im}Y_{22} - \text{Im}Y_{12} - w_{Cgs} * Ri * (R_{s}Y_{11} - R_{s}Y_{12})}{g_m} \quad (3.10)$$

$$w_{cgs} = \text{Im}Y_{22} + \text{Im}Y_{12} \quad (3.11)$$

$$g_{ds} = \text{Re}Y_{22} + \text{Re}Y_{12} \quad (3.12)$$

Finalmente, para caracterizar el transistor encapsulado CGH27015, es necesario realizar una pequeña corrección al modelo de pequeña señal definido en la Figura 3.12, debido a que éste está planteado para transistores sin encapsular. La Figura 3.17 muestra el modelo equivalente del encapsulado del transistor CGH27015.

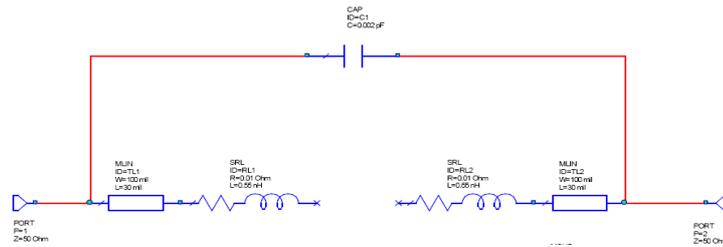


Figura 3.17: Modelo equivalente del encapsulado del transistor CGH27015.

Los elementos del circuito equivalente del encapsulado se añaden como elementos extrínsecos al modelo de pequeña señal de la Figura 3.12 y aplicamos las distintas transformaciones para obtener los elementos intrínsecos del modelo pequeña señal del transistor CGH27015.

### **3.4 Medidas de parámetros S y calibración**

#### **3.4.1 Medidas de parámetros S**

El paso principal a la hora de obtener el modelo de pequeña señal es la obtención de los parámetros de dispersión. Para ello, se ha utilizado el analizador de redes vectorial E5070B de la marca Agilent (300 kHz – 3 GHz) disponible en el laboratorio (Figura 3.18). Este equipo ha permitido extraer el modelo pequeña señal del transistor HEMT GaN comercial CGH27015.



Figura 3.18: Analizador de redes vectorial E5070B de Agilent.

Antes de realizar cualquier medida con el dispositivo, se debe llevar a cabo una calibración adecuada del equipo.

#### **3.4.2 Proceso de calibración**

La calibración de un analizador de redes es un proceso de corrección de error de medidas a partir de un plan o varios planes de referencias definidos. La técnica empleada se denomina *vector-error-correction*, en el que determinados términos de error pueden ser eliminados durante la medida. Para ello, las medidas deben ser tomadas vectorialmente. Se distinguen dos tipos de error de medida: el sistemático, que se puede eliminar matemáticamente, y el aleatorio cuyo error no se puede eliminar.

La Figura 3.19 representa el esquema de las medidas de un dispositivo (DUT) entre los planos de referencia 1 y 2. Los parámetros de error están representados en los rectángulos en gris.

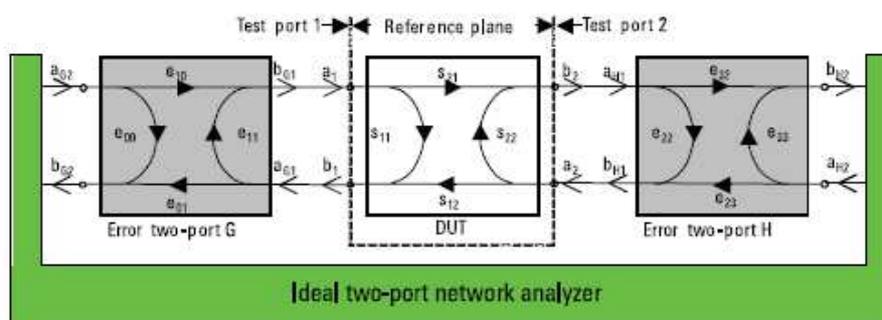


Figura 3.19: Esquema de red bipuerto con parámetros de error.

El objetivo de la calibración es eliminar estos errores (sistemáticos) que se introducen en las medidas a través de los conectores y de los cables. Para llevar a cabo la calibración del analizador de redes se conecta una serie de elementos estándares que describimos a continuación:

#### Short:

Consiste en conectar una guía de onda de longitud conocida acabada en cortocircuito en el plano de referencia y de analizar las pérdidas por reflexión de esta. Solo necesitamos indicar la longitud eléctrica de la guía y la inductancia parásita.

#### Open:

Se conecta una guía de onda de longitud conocida acabada en circuito abierto en el plano de referencia y se analiza las pérdidas por reflexión de esta. Solo necesitamos indicar la longitud eléctrica de la guía y la capacidad parásita.

#### Load:

Se conecta una guía de onda de longitud conocida acabada en una carga de valor conocido en el plano de referencia. Solo necesitamos indicar la longitud eléctrica de la guía y el valor de la carga que suele ser  $50\Omega$ .

#### Thought:

Se conectan los dos puertos de manera directa o mediante una guía de onda de longitud conocida. Solo necesitamos indicar la longitud eléctrica de la guía.

A continuación, se comentan dos técnicas de calibración utilizadas con el analizador de redes vectorial para caracterizar el transistor CDH27015.

#### OSM (full one per calibration)

Es la técnica de calibración más utilizada para medidas con un puerto. Emplea tres estándares Open, Short y Load que se conectan en el plano de referencia.

Las medidas se realizan una tras otra y la corrección de los errores se realiza mediante un software interno al analizador de redes vectorial.

### **SOTL (TOSM)**

Es un modelo de calibración muy usado para redes de dos puertos en el cual se emplea cuatros estándares Open, Short, Load y Throught. Esta técnica se encuentra presente en todos los analizadores de redes modernos. Este método dispone de una gran exactitud para medidas a baja y media frecuencia de redes de dos puertos [3.3].

Para caracterizar el transistor CGH27015 (HEMT GaN) con el analizador de redes (E5070B 300 kHz - 3 GHz), se utilizó esta última técnica de calibración. Para ello, se requirió la fabricación de líneas estándares en tecnología microstrip.

### **3.4.3 Líneas microstrip estándar para la calibración**

Antes de realizar las medidas con el transistor, se diseñó y fabricó líneas estándares en tecnología microstrip para llevar a cabo una calibración SOTL. Para ello, se requirió 4 líneas microstrip, correspondientes a las guías de onda con Open, Short, Through y Load. Estos circuitos se diseñaron en un sustrato de duroid (Roger Ro3010) con las características representadas en la Tabla 3.2. Para realizar los layouts, se empleó *Altium Designer*. Los cuatros circuitos estándares disponen de un offset de longitud de 5 mm y un ancho de línea microstrip de 0,58 mm, correspondiente a una impedancia característica de 50  $\Omega$  (Tabla 3.3).

Er	10,2
h	0,635mm

Tabla 3.2: Características del sustrato Duroid Roger Ro3010.

W	0.58 mm
L	5 mm
Zo	50 Ohm

Tabla 3.3: Dimensiones de la línea microstrip.

La Figura 3.20 muestra los cuatros circuitos estándares que se fabricaron para realizar la calibración SOTL.

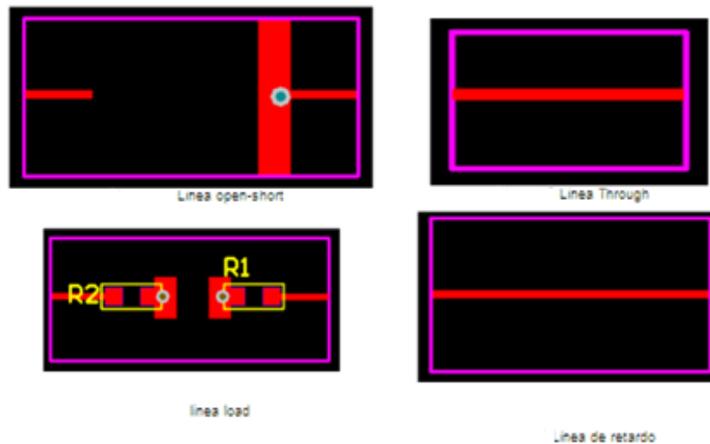


Figura 3.20: Líneas estándar en tecnología microstrip empleadas.

Aparte de estos cuatro circuitos estándares, se diseñaron dos más: el porta-muestras (figura 3.21) donde se colocó el transistor a caracterizar y una línea de transmisión que simplemente introducía un retardo de grupo para comprobar el correcto funcionamiento de la calibración y cuya longitud era de 20 mm.

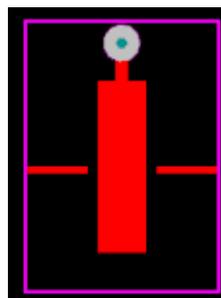


Figura 3.21: Porta muestras.

Para las medidas con el transistor polarizado, se utilizó un bias-tee comercial (Figura 3.22) cuyo circuito interno se muestra en la figura 3.23.

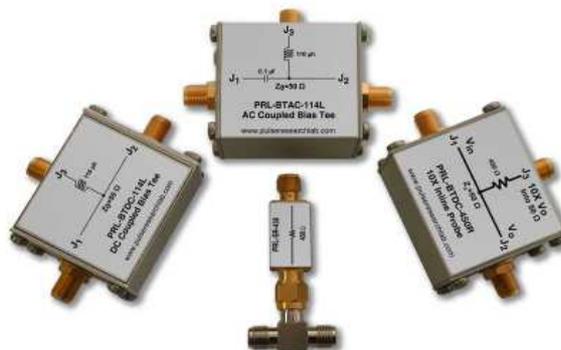


Figura 3.22: Bias-tee comerciales.

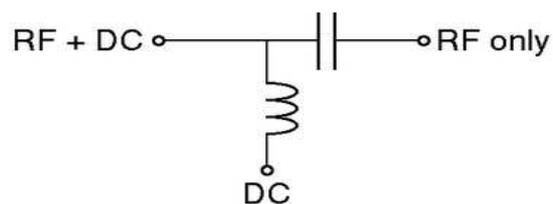


Figura 3.23: Circuito interno de un bias-tee.

La finalidad del *bias-tee* es polarizar el transistor bajo medidas en RF y microondas sin que la corriente continua llegue al equipo de medidas (analizador de redes) y lo dañe.

### 3.5 Resultados de las medidas

Después de haber realizado la calibración, es necesario llevar a cabo una serie de medidas del transistor para obtener los elementos del modelo de pequeña señal de la Figura 3.12. Éstas consisten en medidas de los parámetros S del transistor en las siguientes condiciones: parámetros S del transistor sin polarizar, parámetros S del transistor sin canal y parámetros S del transistor polarizado con las siguientes tensiones  $V_{ds} = 28 \text{ V}$  y  $V_{gs} = -3.1 \text{ V}$ . La Figura 3.24 representa las medidas de los parámetros S con el transistor polarizado.

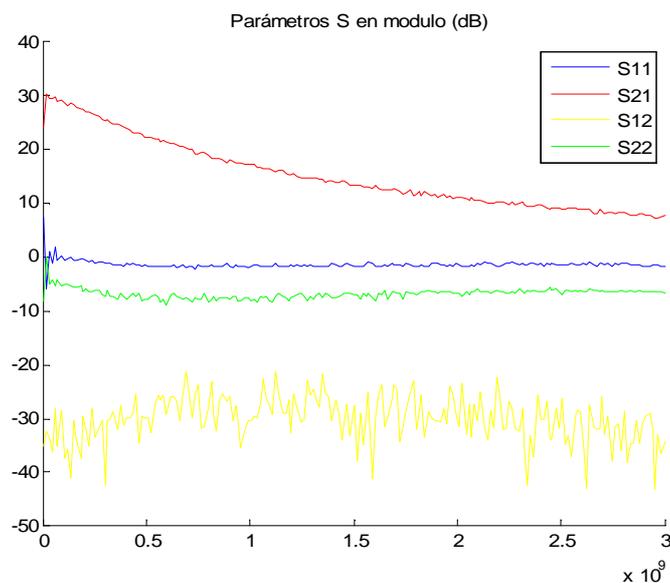


Figura 3.24: Medidas de parámetros S con el transistor CGH27015 polarizado ( $V_{ds}=28\text{V}$  y  $V_{gs}=-3.1\text{V}$ ).

Para extraer los parámetros intrínsecos y extrínsecos del modelo de pequeña señal del transistor comercial CGH27015, se realizó un programa en Matlab que facilita las operaciones de transformaciones definidas en el apartado 3.3. Los resultados obtenidos están representados en la Tabla 3.4.

### Parámetros Extrínsecos

Ld	501pH
Lg	268pH
Ls	47pH
Cb	2,45pF
Cpd	1,97pF
Cpg	5,17pF
Rs	0,57Ohm
Rg	0,72Ohm
Rc	0,613Ohm
Rd	0,5122Ohm

### Parámetros Intrínsecos

Cgd	167 fF
gd	0,013
Cds	37fF
Cgs	3,113pF
gm	0,59
Tau	27,7 ps
Ri	0

Tabla 3.4: Parámetros intrínsecos y extrínsecos del modelo de pequeña señal.

Para verificar nuestro modelo, hemos realizado una simulación de éste mediante el simulador comercial ADS de Agilent (Advanced Design System). La Figura 3.25 representa el modelo circuital utilizado.

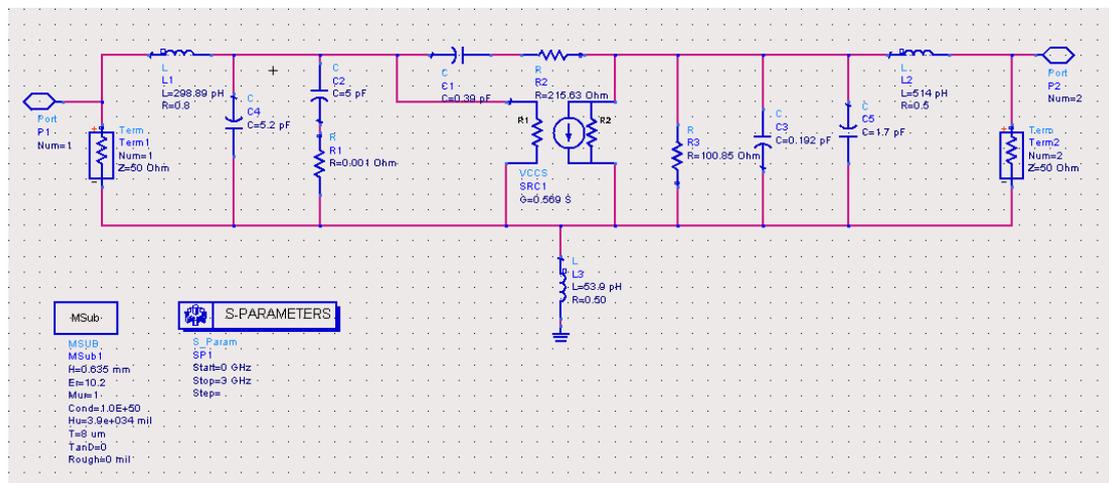


Figura 3.25: Modelo en pequeña señal del transistor CGH27015 en ADS.

Las Figuras 3.26 y 3.27 representan, respectivamente, los resultados de las medidas y de las simulaciones de los parámetros S con el transistor CGH27015. Podemos observar que los resultados de las simulaciones (Figura 3.27) coinciden, tanto en módulo como en fase, con aquellos de las medidas (Figura 3.26), demostrando la validez de la técnica de extracción de modelo de pequeña señal de transistores GaN desarrollada en este proyecto.

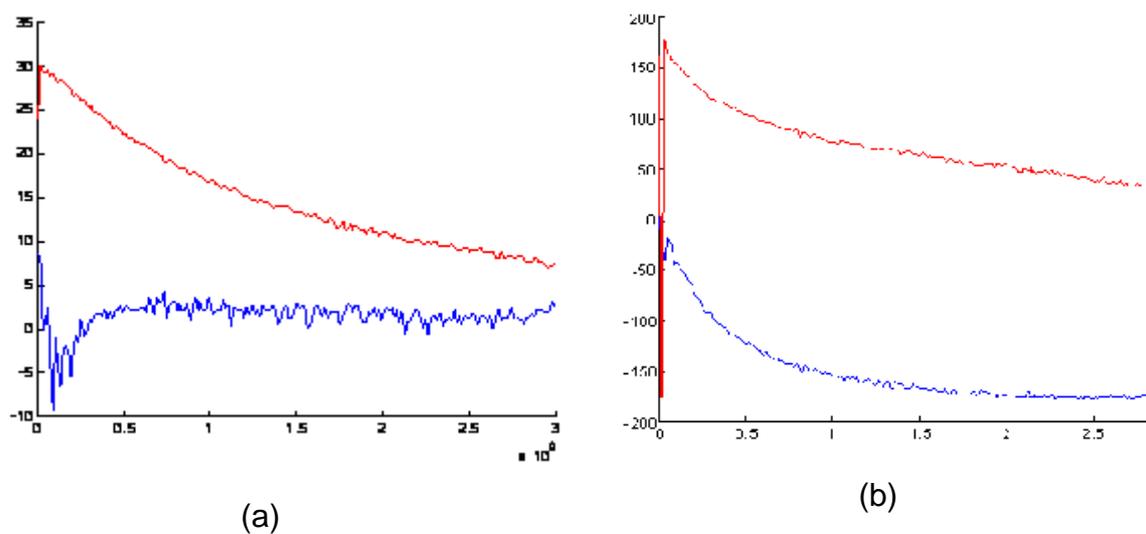


Figura 3.26: Medidas de los parámetros S (módulos) del transistor CGH27015 ( $S_{21}$  en rojo y  $S_{11}$  en azul). (a) Módulos. (b) Fases.

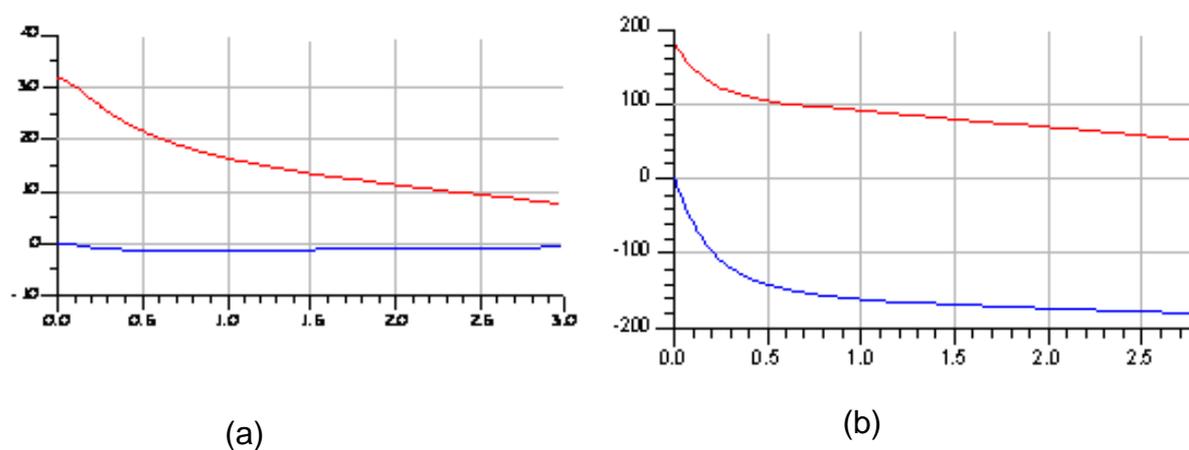


Figura 3.27: Simulaciones circuital en ADS de los parámetros S del transistor CGH27015 ( $S_{21}$  en rojo y  $S_{11}$  en azul). (a) Módulos. (b) Fases.

### **3.6 Conclusiones**

En este capítulo se ha desarrollado una técnica de extracción de modelo de pequeña señal de transistores GaN encapsulados a partir de una serie de medidas de parámetros S. Se ha aplicado esta técnica a un transistor comercial (CGH27015 de Cree) y se ha extraído su modelo de pequeña señal para una polarización determinada. Los resultados de las medidas han confirmados los resultados de las simulaciones. Este técnica de extracción de modelo de pequeña señal nos será útil para diseñar una amplificador de potencia de clase A.

### **3.7 Bibliografía**

- [3.1] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez: A new method for determining the fet small signal equivalent circuit. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, no. 7, pp. 1151-1159, July 1988.
- [3.2] J. Lu, Y. Wang, L. Ma, Z. Yu: A new small-signal modeling and extraction method in AlGaIn/GaN HEMTs. Solid-State Electronics, Vol. 52, issue1, pp. 115-120, Jan. 2008.

## Capítulo 4: Diseño de un amplificador de clase A

### 4.1 Introducción

Este capítulo trata sobre el diseño y la implementación de un amplificador de potencia de clase A. En un primer tiempo, se realizará una introducción al funcionamiento de un amplificador de clase A y se presentará los cálculos térmicos asociados para disipar de forma satisfactoria la potencia de unión. Se explicará la teoría de desarrollo de amplificadores de RF y los pasos a seguir para la implementación de un amplificador de potencia clase A, desarrollando las redes de adaptación tanto a la entrada como a la salida. Por último, se simula el circuito amplificador con ADS para comprobar la validez del modelo con los resultados experimentales.

### 4.2 Teoría de funcionamiento

En este apartado, se realizará una breve explicación de la teoría de funcionamiento de los amplificadores de potencia de clase A. En un amplificador de potencia de clase A, el transistor conduce durante los 360° del ciclo de la señal de entrada. Por ello, la forma de la señal de salida es la siguiente:

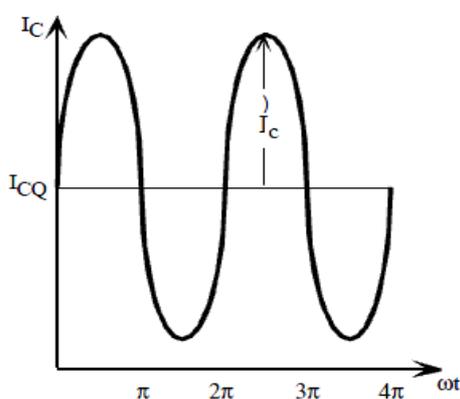


Figura 4.1: Conducción de un amplificador clase A.

Como puede observarse en la Figura 4.1, aún sin presencia de señal de entrada, el transistor está conduciendo la corriente de reposo, lo cual dificulta la extracción de calor pero mejora la distorsión de la señal de salida.

Los parámetros principales a tener en cuenta son las potencias y el rendimiento. La potencia total, se define como la potencia que es capaz de entregar a la carga el dispositivo en cuestión:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t)I(t) dt \quad (4.1)$$

Hay que tener en cuenta que las tensiones y las corrientes por el dispositivo tienen dos componentes: una continua y otra alterna:

$$V(t) = V_{DC} + v(t) \quad (4.2)$$

$$I(t) = I_{DC} + i(t) \quad (4.3)$$

Por lo tanto, la potencia se define como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{DC} + v(t))(I_{DC} + i(t)) dt = V_{DC} * I_{DC} + \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt \quad (4.4)$$

Podemos observar a partir de la ecuación (4.4) que ante la ausencia de señales que varíen con el tiempo siempre existirá una componente de potencia DC presente en un amplificador de clase A. Las componentes alternas también pueden expresarse como valores eficaces según la siguiente expresión:

$$P = I_{ef} * V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} * \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (4.5)$$

En caso de que la carga del amplificador sea resistiva, la potencia promedio será:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T R_L * i^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v^2}{R_L} dt \quad (4.6)$$

Por último, se define el rendimiento como:

$$\eta = \frac{P_{L,AC}}{P_{CC}} \quad (4.7)$$

### 4.3 Cálculos térmicos asociados

Los cálculos térmicos en los amplificadores de potencia son muy importantes, ya que sin un correcto diseño se podrían dañar los dispositivos o disminuir su vida útil. Si bien en operación normal este transistor no requiere disipador, si que existirá entre la unión y el encapsulado un modelo térmico como el que se muestra en la figura 4.2.

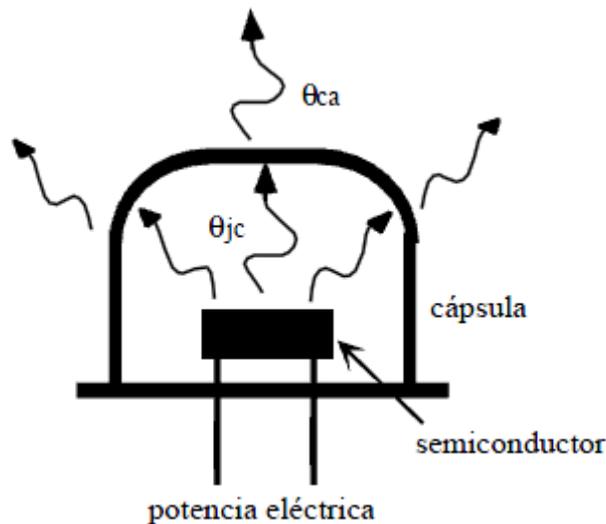


Figura 4.2: Resistencias térmicas.

Para realizar estos cálculos se parte de la siguiente teoría:

$$T_j - T_c = P_j * \theta_{jc} \quad (4.8)$$

La ecuación 4.8 es la ley de ohm térmica, que relaciona la diferencia de temperatura entre la unión y el encapsulado con la potencia del dispositivo (W) y la resistencia térmica del dispositivo ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ). En un tiempo determinado se alcanzará un equilibrio térmico si el dispositivo funciona a potencia constante. Entre la cápsula y el medio ambiente, existe otro flujo de energía térmica modelado por la siguiente ecuación:

$$T_c - T_a = P_j * \theta_{ca} \quad (4.9)$$

Combinando las ecuaciones anteriores, se obtiene la ecuación que modela el funcionamiento:

$$T_j - T_a = P_j * (\theta_{jc} + \theta_{ca}) = P_j * \theta_{ja} \quad (4.10)$$

La Figura 4.3 muestra la curva de degradación para cada una de las uniones:

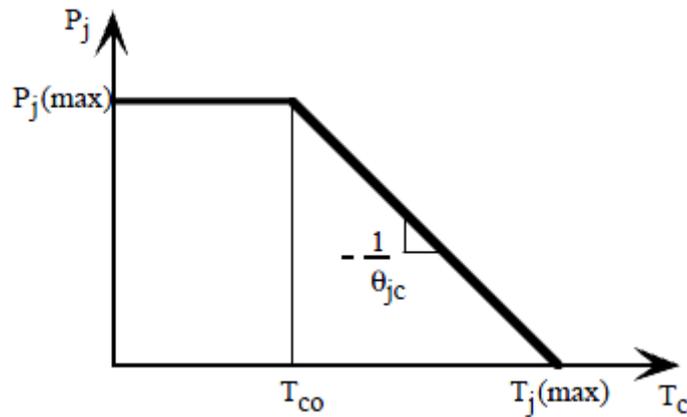


Figura 4.3: Relación entre Potencia disipada y temperatura de la unión.

Se aprecia que para la zona de contacto entre la unión y la cápsula hay una temperatura a partir de la cual la potencia disipada por el dispositivo disminuye hasta alcanzar la temperatura máxima de la unión.

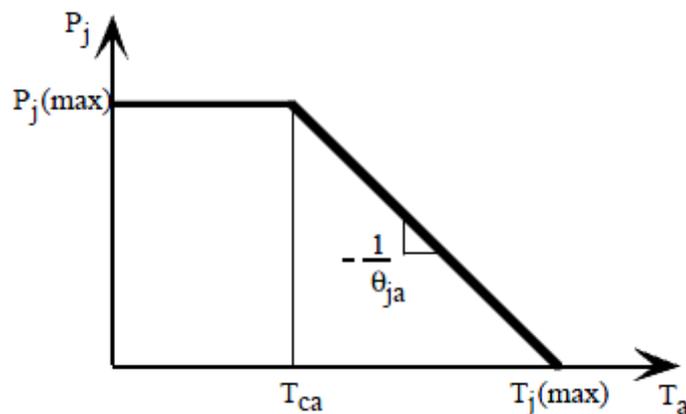


Figura 4.4: Relación entre Potencia disipada y temperatura ambiente.

En esta segunda gráfica (Figura 4.4), se muestra la dependencia de la potencia máxima disipada por la unión con respecto a la temperatura ambiente. Podemos observar que ante un aumento de la temperatura ambiente, la potencia disipada por la unión disminuye notablemente [4.1].

$$T_j - T_a = P_j * (\theta_{jc} + \theta_{cr} + \theta_{ra}) \quad (4.11)$$

En caso de añadir un disipador de aletas es necesario incluir la resistencia térmica correspondiente para realizar el modelado correcto. En la Figura 4.5 se muestran distintos tipos de encapsulado para dispositivos:

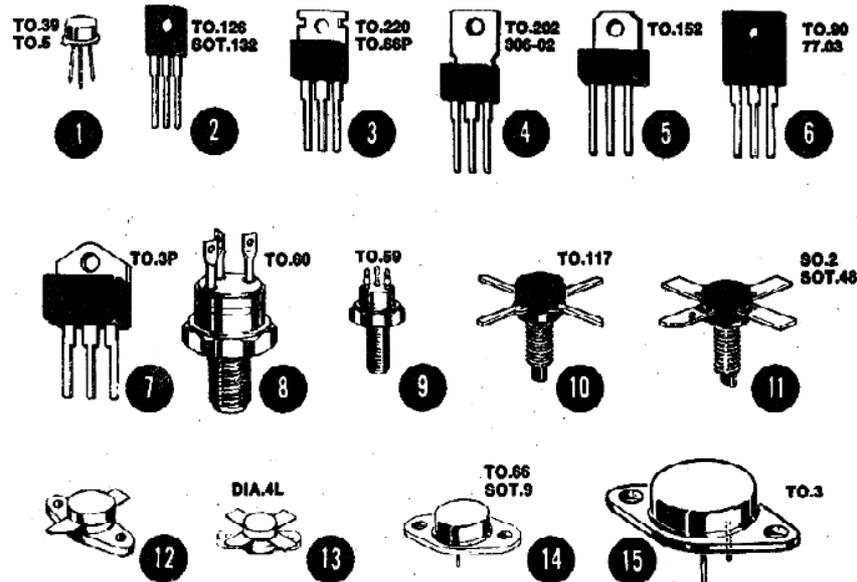


Figura 4.5: Algunos tipos de encapsulado.

Tipo de contenedor	$\theta_{jc}$ o $R_{thj-c}$	$\theta_{ja}$ o $R_{thj-a}$
TO5-TO.39	10 a 60 °C/W	175 a 220 °C/W
TO.202	12 a 15 °C/W	60 a 90 °C/W
TO.126-SOT.32	3 a 15 °C/W	80 a 100 °C/W
TO.220-TO.66 (Plástico)	1.5 a 4.2 °C/W	60 a 70 °C/W
TO.3 (Plástico)	1 a 2 °C/W	35 a 45 °C/W
TO.66-SOT.9	4 a 5 °C/W	75 a 85 °C/W
TO.59-TO.60	1.5 a 3 °C/W	70 a 90 °C/W
TO.3	0.8 a 3 °C/W	30 a 40 °C/W
TO.117	15 a 35 °C/W	70 a 90 °C/W
SOT.48-SOE.2	1.8 a 6 °C/W	40 a 70 °C/W
DIAL.4L	1.25 a 5.6 °C/W	40 a 70 °C/W

Tabla 4.1: Resistencias térmicas asociadas a los encapsulados.

La Figura 4.5 y la Tabla 4.1 muestran algunos tipos de encapsulado y sus respectivas resistencias térmicas.

Para la unión entre la cápsula y la aleta se puede emplear el contacto directo o el empleo de siliconas térmicas. La Tabla 4.2 muestra la resistencia térmica entre cápsula y disipador en °C/W para distintos tipos de contacto.

Tipo contenedor	Contacto directo	Contacto directo más pasta de silicona	Contacto con mica	Contacto con mica más pasta de silicona
TO.39-TO.5	1	0.7	–	–
TO.126	1.4	1	2	1.5
TO.220	0.8	0.5	1.4	1.2
TO.202	0.8	0.5	1.4	1.2
TO.152	0.8	0.5	1.4	1.2
TO.90	0.5	0.3	1.2	0.9
TO.3 (Plástico)	0.4	0.2	1	0.7
TO.59	1.2	0.7	2.1	1.5
TO.117	2	1.7	–	–
SOT.48	1.8	1.5	–	–
DIAL.4L	1.1	0.7	–	–
TO.66	1.1	0.65	1.8	1.4
TO.3	0.25	0.12	0.8	0.4

Tabla 4.2: Tipos de contacto y resistencia asociadas.

Para finalizar este apartado, la Figura 4.6 muestra varios tipos de refrigeradores y su resistencia térmica asociada.

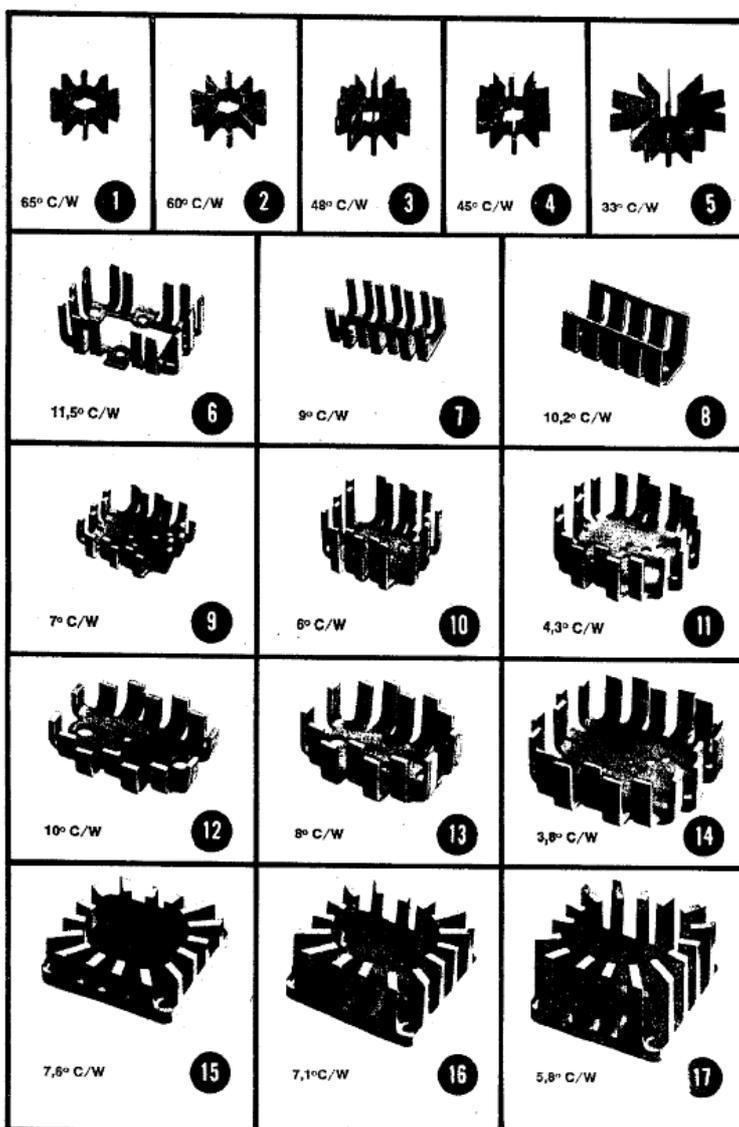


Figura 4.6: Encapsulado y resistencia térmica asociada.

#### 4.4 Diseño teórico de amplificadores en pequeña señal

En este apartado se desarrollan varios principios básicos utilizados en el análisis y el diseño de amplificadores clásicos de microondas. Basándonos en los parámetros S del transistor en amplificación de pequeña señal y en ciertos requisitos de rendimiento, se desarrolla un procedimiento sistemático para el diseño de un amplificador clásico. El diseño de amplificadores en pequeña señal está ampliamente tratado en múltiples referencias [4.1]-[4.3]. Las consideraciones de diseño más importantes en un amplificador en pequeña señal son la estabilidad, la ganancia en potencia, el ancho de banda, el ruido, y los requisitos de DC. Nos centraremos principalmente en los problemas de estabilidad y ganancia en potencia de amplificadores de banda estrecha.

Un diseño comienza con un conjunto de especificaciones y la elección de un transistor apropiado. En el siguiente paso se determinan las redes de adaptación del transistor, que dependerán de los criterios de estabilidad y ganancia. Un transistor incondicionalmente estable no oscilará con ninguna terminación pasiva. En cambio, un diseño que utiliza un transistor condicionalmente inestable requiere de más análisis y consideraciones prudentes para que las terminaciones pasivas produzcan un amplificador estable. Se discutirán procedimientos de diseño para el caso de transistores unilaterales y bilaterales, basados en requisitos de estabilidad y ganancia.

Varias ecuaciones de ganancia de potencia aparecen en la literatura y se utilizan en el diseño de amplificadores clásicos. En la figura 4.7 se ilustra un diagrama de flujo de señales de un amplificador en pequeña señal con sus distintas potencias.

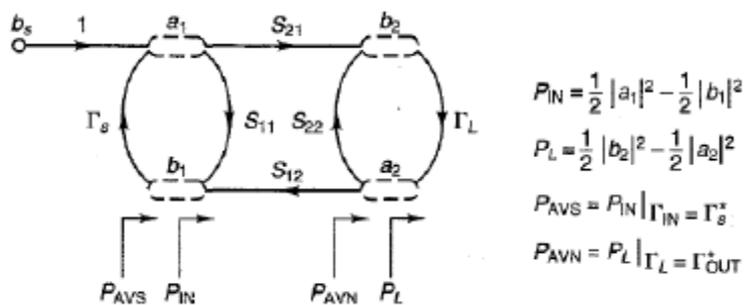


Figura 4.7: Diagrama de flujo de señales de un amplificador en pequeña señal y sus potencias asociadas.

A partir de este diagrama (Figura 4.7), se puede definir la ganancia de transducción  $G_T$ , la ganancia de potencia  $G_P$  (también llamada ganancia de potencia operativa), y la ganancia de potencia disponible  $G_A$  como:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}, G_P = \frac{P_L}{P_{in}}, G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \quad (4.12)$$

donde  $P_{IN}$  es la potencia de entrada a la red,  $P_L$  la potencia entregada a la carga,  $P_{AVS}$  la potencia disponible en la fuente y  $P_{AVN}$  la potencia disponible de la red. Podemos definir también estas ganancias en función de los parámetros  $S$ , y de los coeficientes de reflexión en la fuente ( $\Gamma_S$ ) y en la carga ( $\Gamma_L$ ):

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{in}^* \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}^* \Gamma_L|^2} \quad (4.13)$$

$$G_P = \frac{1}{|1-\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}^* \Gamma_L|^2} \quad (4.14)$$

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{22}^* \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_L|^2} \quad (4.15)$$

donde los coeficientes de reflexión de entrada ( $\Gamma_{in}$ ) y de salida ( $\Gamma_{out}$ ) se definen a su vez como:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}^* S_{21} \Gamma_L}{1-S_{22}^* \Gamma_L} \quad (4.16)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21}^* \Gamma_S}{1-S_{11} \Gamma_S} \quad (4.17)$$

La Figura 4.8 muestra el diagrama de bloque de un circuito amplificador. La red de adaptación de entrada transforma la impedancia del generador  $Z_1$  (normalmente 50  $\Omega$ ) en la impedancia  $Z_s$  o en el coeficiente de reflexión de la fuente  $\Gamma_s$ . La red de adaptación de salida transforma la impedancia  $Z_2$  (usualmente 50  $\Omega$ ) en la impedancia de carga  $Z_L$  o en el coeficiente de reflexión  $\Gamma_L$ .

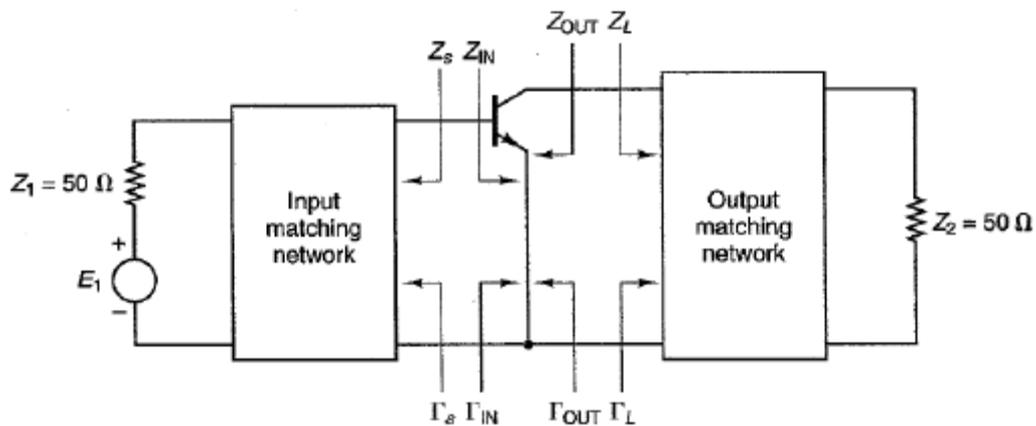


Figura 4.8: Esquemático de impedancias y coeficientes de reflexión.

Las redes de adaptación pasivas producen valores de  $\Gamma_s$  y  $\Gamma_L$  tales que  $|\Gamma_s| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$  y, por consiguiente, las partes resistivas asociadas a  $Z_s$  y  $Z_L$  son positivas. Sin embargo, a partir de las ecuaciones (4.16) y (4.17) vemos que es posible que para ciertos valores de los parámetros  $S$  (donde  $|\Gamma_s| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$ ) se cumple  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ . Cuando esto se produce, los puertos de entrada o de salida del transistor presentan una resistencia negativa y pueden producirse oscilaciones. Esto es necesario evitarlo en el diseño de un amplificador. A partir de aquí analizaremos ciertas consideraciones de diseño en las que en principio supondremos el caso de un transistor unilateral, es decir  $|S_{12}| = 0$  o que sea despreciable en cualquier caso.

La estabilidad de un amplificador (su oposición a oscilar) es una consideración muy importante a la hora del diseño. Puede estar determinada por los parámetros S, las redes de adaptación, y las terminaciones. Es importante mencionar que la estabilidad depende de la frecuencia, así que un amplificador puede ser estable a ciertas frecuencias y hacerse inestable en otras frecuencias, manteniendo las mismas impedancias de generador y carga. En una red de dos puertos, las oscilaciones son posibles cuando cualquiera de los dos puertos, el de entrada o el de salida, presenta una resistencia negativa. Esto ocurre cuando  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , lo que en el caso de un transistor unilateral ocurre cuando  $|S_{11}| > 1$  o  $|S_{22}| > 1$ . En el primer caso, el transistor presentaría una resistencia negativa a la entrada, y en el segundo caso el transistor presentaría una resistencia negativa a la salida.

De una red de dos puertos, como la de la figura 4.9, se puede decir que es incondicionalmente estable a una frecuencia dada si las partes reales de  $Z_{IN}$  y  $Z_{OUT}$  son positivas para todas las impedancias de fuente y de carga. En caso contrario, se dice que la red de dos puertos es condicionalmente inestable, es decir, que algunas impedancias de fuente y de carga pueden producir impedancias de entrada y de salida con parte real negativa.

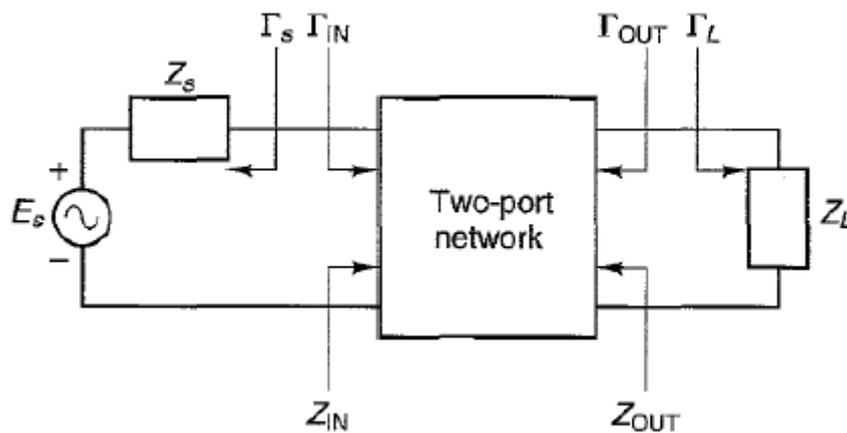


Figura 4.9: Impedancias y resistencias en un cuadripolo.

En términos de los coeficientes de reflexión, las condiciones para que una red sea incondicionalmente estable a una frecuencia dada, son las siguientes:

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (4.18)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (4.19)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21} + \Gamma_L}{1 - S_{22} + \Gamma_L} \right| < 1 \quad (4.20)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21} + \Gamma_s}{1 - S_{11} + \Gamma_s} \right| < 1 \quad (4.21)$$

donde se ha supuesto que todos los coeficientes están normalizados a la misma impedancia característica  $Z_0$ .

Las anteriores ecuaciones establecen que la fuente y la carga son pasivas, y por consiguiente, las impedancias de entrada y de salida también deben ser pasivas.

Estas ecuaciones definen las condiciones requeridas para satisfacer la estabilidad incondicional. Sin embargo, antes de discutir los pormenores de las condiciones necesarias y suficientes de la estabilidad incondicional, presentamos un análisis gráfico con la carta de Smith, que es especialmente útil en el análisis de transistores condicionalmente inestables.

Para transistores condicionalmente inestables, existen valores de  $Z_s, Z_L$  ( $\Gamma_s, \Gamma_L$ ) menores a la unidad, que pueden hacer  $Z_{IN}, Z_{OUT}$  ( $\Gamma_s, \Gamma_L$ ) sean valores negativos. Se puede demostrar que el caso limite,  $|\Gamma_{IN}| = 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| = 1$ , forman unas circunferencias que limitan los llamados círculos de estabilidad, en los planos  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_s$  respectivamente. De este modo, el círculo de estabilidad a la salida (definido por los valores de  $\Gamma_L$  para  $|\Gamma_{IN}|=1$ ) viene dado por las siguientes expresiones de radio y centro:

$$r_L = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (4.22)$$

$$C_L = \left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (4.23)$$

mientras que el círculo de estabilidad a la entrada (definido por los valores de  $\Gamma_s$  para  $|\Gamma_{OUT}|=1$ ) viene dado las siguientes expresiones de radio y centro:

$$r_s = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (4.24)$$

$$C_s = \left| \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (4.25)$$

$$\Delta = S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21} \quad (4.26)$$

De este modo, se pueden dibujar los círculos que definen donde se encuentran  $|\Gamma_{IN}| = 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  a partir de los parámetros S del transistor. A un lado de la circunferencia de estos círculos se tendrá  $|\Gamma_{IN}| < 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ , mientras que al otro lado ocurre  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ . Por este motivo es por el que se denominan círculos de estabilidad. Para determinar cuál es la región estable, la que está dentro o la que está fuera del círculo de estabilidad, es necesario hacer las siguientes consideraciones en la entrada y la salida:

Suponiendo que solo se estudia la entrada, si se toma  $Z_L = Z_0$ , entonces estamos en el punto  $\Gamma_L = 0$ , y partir de la ecuación (4.20) hallamos que  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ . Esto supone que si tenemos  $|\Gamma_{IN}| < 1$ , entonces ocurre que  $|S_{11}| < 1$  en el punto  $\Gamma_L = 0$  (centro de la carta de Smith). Hemos demostrado que el centro de la carta de Smith sería un punto estable. En cambio, si tenemos  $|\Gamma_{IN}| > 1$ , entonces sucede  $|S_{11}| > 1$  en el punto  $\Gamma_L = 0$  (centro de la carta de Smith). Por lo tanto, el centro de la carta de Smith sería un punto estable.

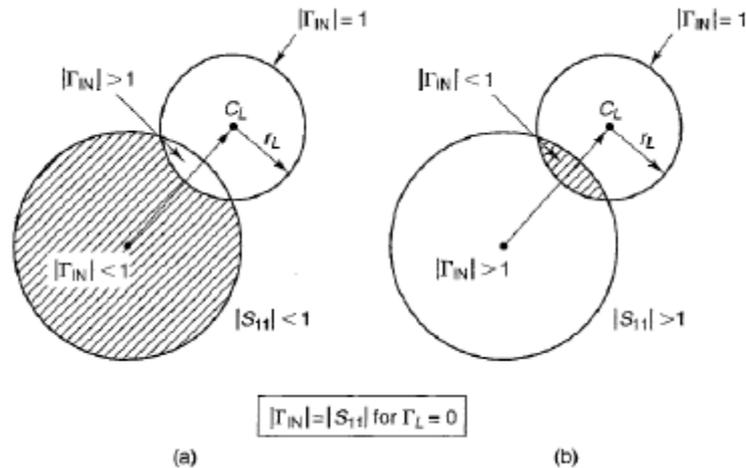


Figura 4.10: Círculos de estabilidad para la fuente.

Suponiendo ahora que solo se estudia la salida, si se toma  $Z_s = Z_0$ , entonces estamos en el punto  $\Gamma_s = 0$ , y a partir de la ecuación (4.21) hallamos que  $|\Gamma_{OUT}| = |S_{22}|$ . Esto supone que si tenemos  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ , entonces ocurre que  $|S_{22}| < 1$  en el punto  $\Gamma_s = 0$  (centro de la carta de Smith). Hemos demostrado que el centro de la carta de Smith sería un punto estable. En cambio, si tenemos  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , entonces sucede que  $|S_{22}| > 1$  en el punto  $\Gamma_s = 0$  (centro de la carta de Smith). Por lo tanto, el centro de la carta de Smith sería un punto estable.

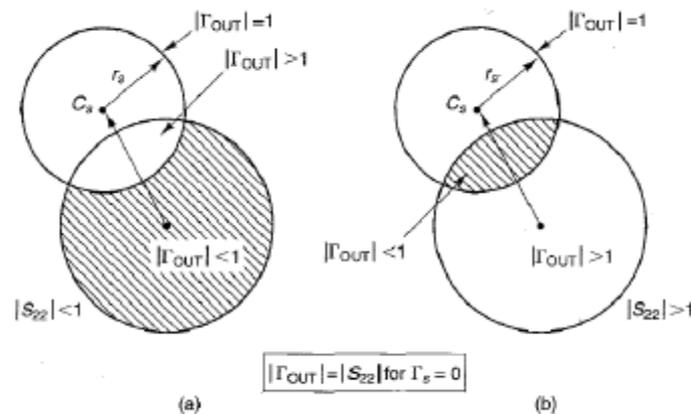


Figura 4.11: Círculos de estabilidad para la carga.

Alternativamente, se puede demostrar que el amplificador es incondicionalmente estable si se satisfacen las siguientes dos condiciones necesarias y suficientes:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 * |S_{12} * S_{21}|} > 1 \quad (4.27)$$

$$\Delta < 1 \quad (4.28)$$

donde K es el factor de estabilidad.

## 4.5 Diseño e implementación de un circuito amplificador clase A basado en CGH40010

En este apartado se explica la implementación del amplificador. Para comenzar, es necesario definir la frecuencia de funcionamiento y el punto de polarización, y con esto obtener los parámetros S. El diseño se realizó a 2.1 GHz en banda estrecha con el siguiente punto de polarización: una tensión de puerta  $V_g = -3.15V$  y una tensión de drenador-fuente  $V_{ds} = 28V$ . La figura 4.12 muestra la intensidad de drenador en función de la tensión de puerta del dispositivo y el punto de polarización (en rojo) que se utilizó.

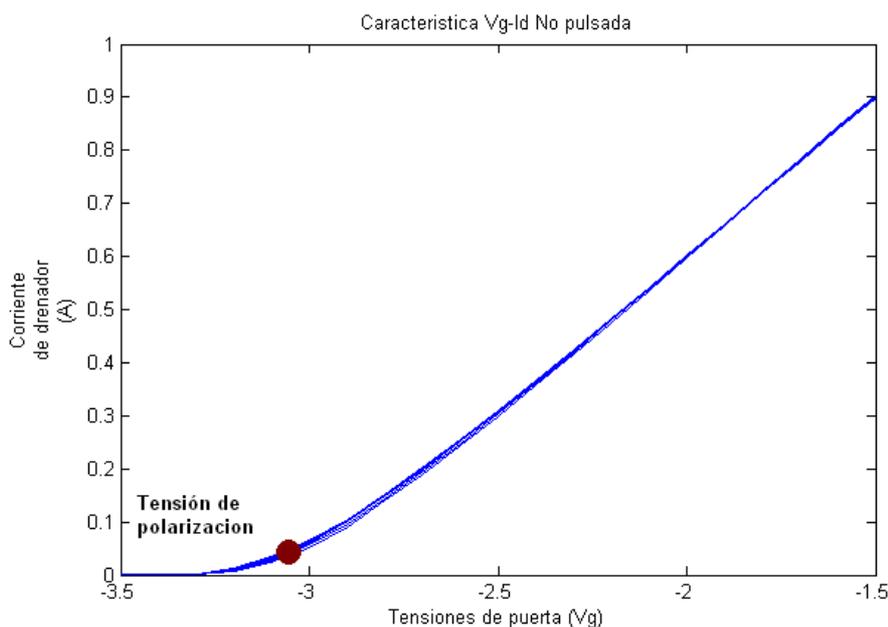


Figura 4.12: Corriente drenador en función de la tensión de puerta.

Como se puede observar en el punto de polarización (Figura 4.12), la tensión de puerta tiene un valor moderado para mantener dentro de unos límites la corriente de drenador y de este modo no dañar los instrumentos de medida del laboratorio. En este punto de polarización, los parámetros S obtenidos a la frecuencia de 2.1 GHz son los que se muestran en la tabla 4.3:

Parámetro	Valor:
S11	0.879 / 177.3°
S21	2.721 / 42.2°
S12	0.05 / -39.9°
S22	0.566 / -125.5°

Tabla 4.3: Parámetros S obtenidos a 2.1 GHz en el punto de polarización  $V_g = -3.15V$  y  $V_{ds} = 28V$ .

Estos parámetros han sido obtenidos empleando el analizador de redes con que cuenta el laboratorio de electrónica. Se puede observar en la Tabla 4.3 que el parámetro  $S_{12}$  es casi nulo y, por consiguiente, el amplificador será incondicionalmente estable. Se diseñó el amplificador para conseguir la máxima transferencia de potencia, suponiendo una aproximación unilateral ( $S_{12}=0$ ). Se calcularon las redes de adaptación siguiendo las siguientes igualdades:

$$\Gamma_s = S_{11}^* \quad (4.30)$$

$$\Gamma_L = S_{22}^* \quad (4.31)$$

Parámetro	Valor
$\Gamma_{in}$	0.879/-177.3°
$\Gamma_{out}$	0.566/125°

Tabla 4.4: Coeficientes de reflexión.

En la tabla 4.4 se muestran los valores de adaptación tanto a la entrada como a la salida. Una vez determinados estos valores, procedemos al cálculo de las redes de adaptación para conseguir estas impedancias. Las redes de adaptación se sitúan entre la fuente y el transistor, y entre el transistor y la carga. La misión de estas es la de adaptar a la impedancia nominal del sistema para evitar la energía reflejada. Un ejemplo de red de adaptación sería la que se muestra en la figura 4.13.

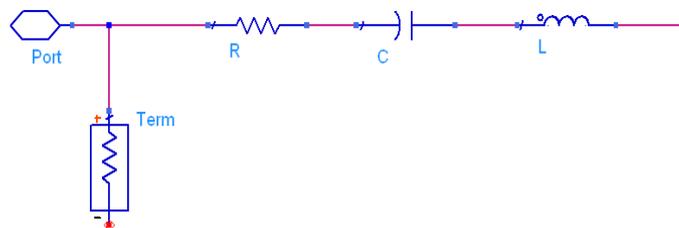


Figura 4.13: Red de adaptación con elementos discretos.

A alta frecuencia no es siempre posible emplear componentes discretos. Por ello, se emplean líneas de transmisión con determinadas configuraciones que simulan componentes discretos. Para simular resistencias se emplean líneas de transmisión en serie, que variando su anchura obtenemos un valor u otro. Para la simulación de reactancias, se emplean los denominados stubs, o sintonizadores, que son líneas de transmisión en derivación acabadas en cortocircuito o en circuito abierto, según el valor que se desea obtener. En este diseño, se emplearán líneas de transmisión en tecnología microstrip para realizar las adaptaciones.

A partir de la Figura 4.13 y de la Tabla 4.4, se obtienen las impedancias de entrada en cada red de adaptación. La Tabla 4.5 recoge los valores de estas impedancias.

Red	Impedancia de entrada
Red adaptación entrada	$3.22-j1.13$
Red adaptación salida	$17.17+i23.26$

Tabla 4.5: Impedancias de adaptación de entrada y salida.

Las redes de adaptación de entrada y de salida en tecnología microstrip tienen la misma configuración que la representada en la Figura 4.14.

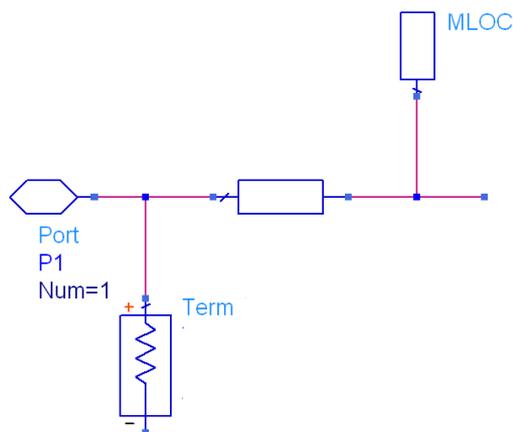


Figura 4.14: Red de adaptación.

La red de adaptación de la Figura 4.14 está formada por una línea  $\lambda/4$  que se encarga de modelar la parte real de la admitancia y de un stub en derivación que permite modelar la parte imaginaria de la admitancia de entrada. Debido a la dificultad de trabajar con este tipo de tecnología, los stubs están acabados en circuito abierto para facilitar la fabricación del circuito labor (en cortocircuito es necesaria la creación de un vía hole). La Tabla 4.6 recoge los parámetros del sustrato utilizado (duroid Roger Ro3010) para llevar a cabo el circuito amplificador.

<b>Er</b>	<b>10.2</b>
<b>H</b>	<b>0.635 mm</b>
<b>T</b>	<b>8 <math>\mu</math>m</b>

Tabla 4.6: Parámetros del sustrato empleado (duroid Roger Ro3010).

A partir de los parámetros de este sustrato se obtienen las siguientes dimensiones para la red de adaptación de entrada (Tabla 4.7):

Elemento	Ancho(W)	Largo(L)
Linea lambda/4	4.4 mm	11.5 mm
Stub	0.59 mm	1.1mm

Tabla 4.7: Dimensiones de la red de adaptación de entrada.

Para la red de adaptación de salida, las dimensiones son las siguientes (Tabla 4.8):

Elemento	Ancho(W)	Largo(L)
Linea lambda/4	0.60 mm	11.5 mm
Stub	0.59 mm	1.11mm

Tabla 4.8: Dimensiones de la red de adaptación de salida.

El esquema del del circuito amplificador con sus redes de adaptación determinadas queda como el que se muestra en la figura 4.15.

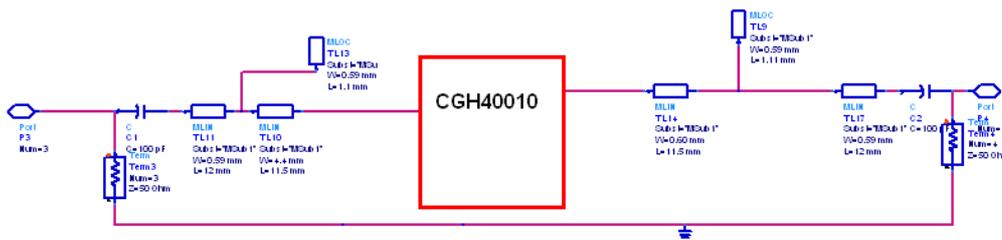


Figura 4.15: Esquema del circuito amplificador en el simulador ADS.

Las Figuras 4.16 y 4.17 representan las simulaciones circuitales en ADS de un circuito amplificador con un transistor CGH40010 sin red de adaptación y con redes de adaptación, respectivamente. La principal consecuencia en el rendimiento del amplificador al aplicar las redes de adaptación es el aumento de la ganancia en el ancho de banda del sistema.

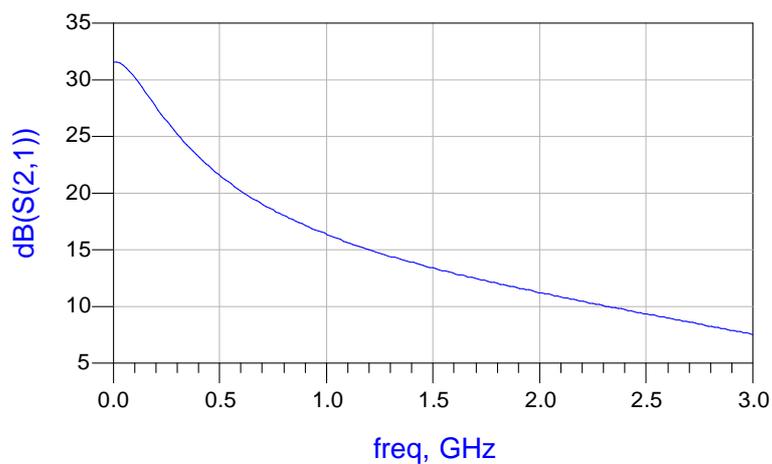


Figura 4.16: Parámetro  $S_{21}$  del circuito amplificador con un transistor CGH40010 sin red de adaptación.

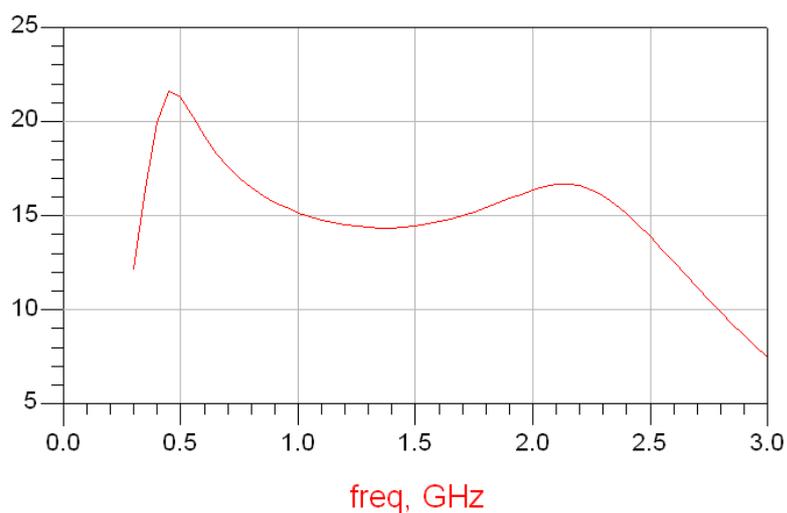


Figura 4.17: Parámetro  $S_{21}$  del circuito amplificador con un transistor CGH40010 con red de adaptación en la entrada y salida.

Estas redes de adaptación quedan como puede apreciarse en la figura 4.18.

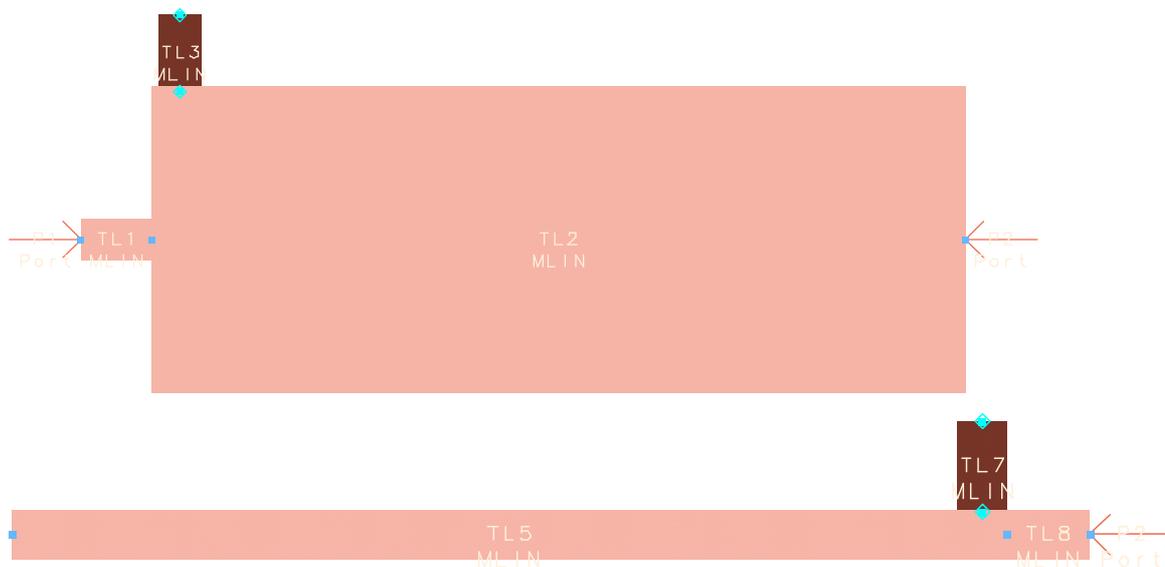


Figura 4.18: Layout de las redes de adaptación de entrada y de salida.

El último paso será el diseño de las redes de polarización que serán las encargadas de situar al transistor en el adecuado punto de trabajo. La finalidad de las redes de polarización es evitar que aparezcan corrientes continuas que podrían dañar el resto de elementos de microondas a los que esté conectado el dispositivo, y a su vez evitar que las fuentes de tensión se puedan ver dañadas por señales de microondas que lleguen del circuito amplificador. El layout de la red de polarización se muestra en la figura 4.19.

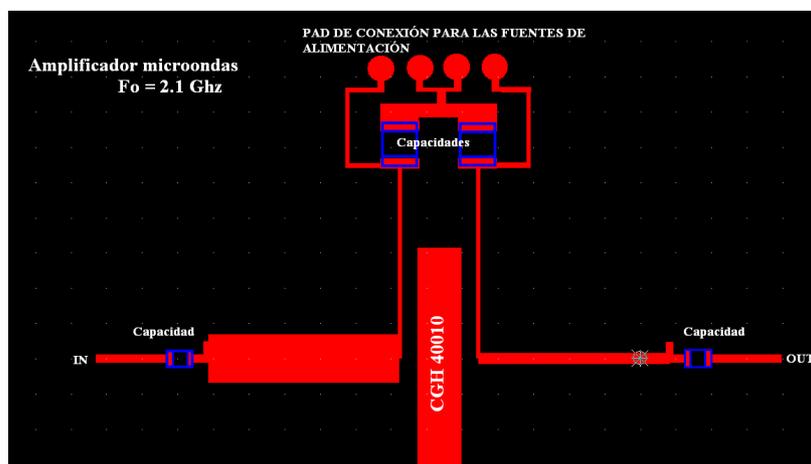


Figura 4.19: Layout de la red de polarización.

Existen gran cantidad de redes de polarización para transistores, para tomar una elección entre todas estas se han de tener en cuenta diversos factores, entre otros la frecuencia de trabajo y el ancho de banda. Para nuestro caso se descarta el uso de inductancias como elemento de protección para las fuentes de tensión debido a que la frecuencia de trabajo es demasiado elevada (2.1 GHz) y esto conlleva la necesidad de inductancias muy costosas. Por ello se

propone utilizar stub  $\lambda/4$  (características en tabla 4.9) de elevada impedancia acabados en cortocircuito, que darán lugar a una elevada impedancia de entrada con el fin de evitar que las fuentes de alimentación se dañen con señales de microondas. Para evitar la aparición de cortocircuitos colocara una capacidad en serie con la tierra.

Dimensiones	Ancho	Largo
Stub $\lambda/4$ acabados en corto	0.2 mm	11.5 mm

Tabla 4.9: Dimensiones de los stubs de polarización.

En este punto, el circuito amplificador está totalmente diseñado y se puede comenzar con las pruebas de funcionamiento y de validación. Se realizaron dos simulaciones para verificar el diseño del amplificador. Ambas fueron realizadas con el software ADS2008 con las redes de adaptación calculadas en el apartado anterior y el modelo circuital de transistor que se obtuvo en el capítulo 3. La primera fue una simulación a nivel de circuito y la segunda fue una simulación electromagnética. Estas simulaciones están representadas en la Figura 4.20.

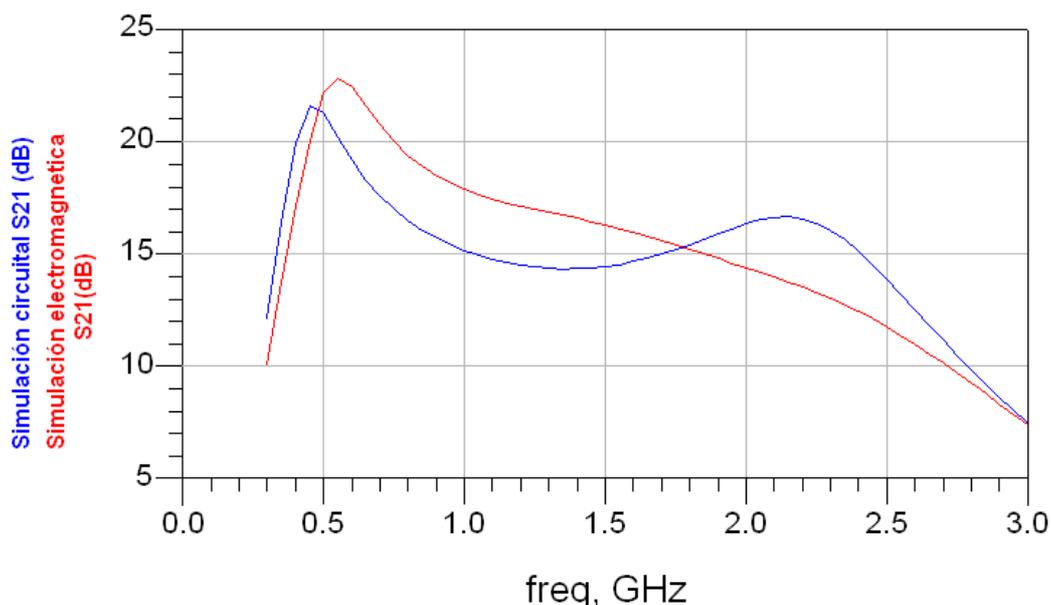


Figura 4.20: Simulaciones EM y circuital del circuito amplificador con transistor CGH40010 realizadas con ADS.

En la Figura 4.20, podemos observar que los resultados de la simulación electromagnética no coinciden con aquellos obtenidos mediante simulación circuital. Esto es probablemente debido a que durante la simulación electromagnética no hemos sido capaces de introducir correctamente el modelo del transistor.

Para finalizar este apartado, la Figura 4.21 muestra la medida de la respuesta del circuito amplificador con el analizador de redes vectorial.

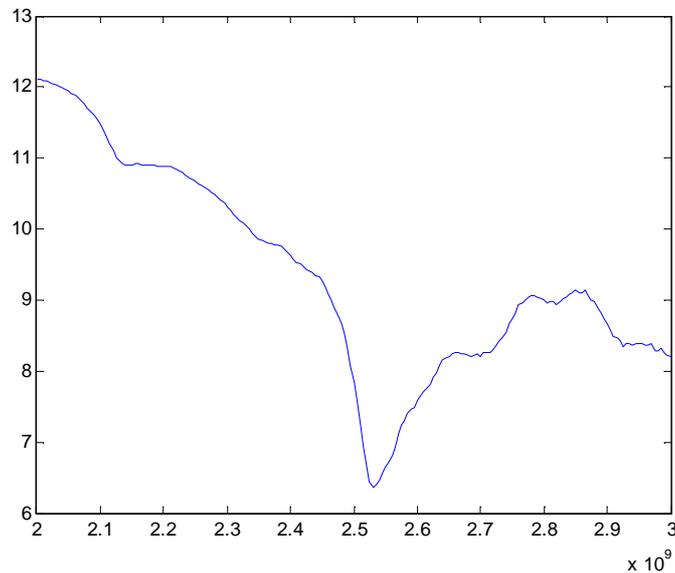


Figura 4.21: Medida de la respuesta  $S_{21}$  (dB) del amplificador en función de la frecuencia.

Con respecto a la simulación circuital (Figura 4.20), los resultados de la medida de la respuesta del amplificador diseñado en este capítulo (Figura 4.21) presentan valores de ganancia mucho menores y una resonancia alrededor de 2.5 GHz. Estas diferencias son debidas a errores en las características del sustrato y de fabricación. Las redes de adaptación y de polarización se realizaron mediante una microfresadora, las soldaduras se llevaron a cabo con estaño y tampoco pudimos disponer de capacidades discretas para altas frecuencias.

El resultado de este amplificador se puede comparar con uno diseñado por la empresa Cree para la frecuencias de trabajo de 2.1GHz con el mismo modelo de transistor (véase anexo 1 de esta memoria).

## **4.6 Conclusiones**

En este último capítulo se ha repasado la teoría de los amplificadores de clase A y los cálculos térmicos asociados a los dispositivos electrónicos. A partir de la teoría de diseño de los amplificadores de radiofrecuencia, se ha diseñado e implementado un circuito amplificador de potencia de clase A con un transistor Cree CHG 40010. Las medidas y las simulaciones del circuito amplificador de clase A han mostrado diferencias debido principalmente a errores de fabricación.

## **4.7 Bibliografía**

- [4.1] Adel S.Sedra, Kenneth C.Smith: Circuitos microelectrónicos, 5ª edición. Luis Mauricio Ortega, 2006.
- [4.2] Juan Monzó Cabrera, Alejandro Díaz Morcillo, Diseño y analisis de subsistemas de radiofrecuencia, 1ª Edición, Juan Monzó Cabrera, 2010.
- [4.3] Jose Luis Gómez Tornero, Alejandro Álvarez Melcón, Transmisión por soporte físico, Gomez Tornero, 2006.
- [4.4] Development of high efficiency Gan-HEMT amplifier, Kikkawa, Iwai, Ohki. FUJITSU SCI. TECH. J. 44, 3, JULY 2008
- [4.5] AlGan/GaN HEMT, An overview of device operation and applications, Mishra, Fellow, Primir, Parikh, Yi-feng-wu]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, no. 13, pp. 1151-1159, July 1992.

## Capítulo 5: Conclusiones

Los dispositivos basados en tecnología GaN han mostrado ser de interés con respecto a otros tipos de semiconductores en aplicaciones a frecuencias de microondas y para grandes potencias. Por otro lado, tienen algunas características mejorables como una baja movilidad electrónica que influye negativamente en el comportamiento a altas frecuencias. La combinación GaN y HEMT, tratada en este proyecto, es la que permite la fabricación de dispositivos que soportan grandes potencias de funcionamiento, altas temperaturas y una gran respuesta en frecuencia.

Para el diseño de un circuito amplificador basado en un transistor GaN es necesario en un primer tiempo caracterizar este. Esta parte es la más compleja dado que las características del transistor GaN condicionan el diseño del circuito amplificador. Por ello, hemos desarrollado una técnica que permite extraer el modelo equivalente de transistores comerciales GaN encapsulados. A partir de los resultados obtenidos de los elementos del modelo un transistor comercial, se diseñó las redes de adaptación y de polarización de un circuito amplificador de clase A. A la hora de implementar el circuito amplificador, no se pudo fabricar adecuadamente éste y los resultados experimentales resultaron ser diferentes a aquellos simulados.

Estos dispositivos está empezando a emplearse en tecnologías tales como Wimax, ya que requieren amplificadores que sean capaces de barrer grandes áreas (lo cual hace necesaria mucha potencia de emisión), y las frecuencias de funcionamiento de esta tecnología coinciden con las de máxima ganancia del transistor. Poco a poco irán sustituyendo a las válvulas de vacío en muchos de los servicios que estas han venido realizando desde hace años, donde los dispositivos de estado sólido no eran capaces de realizar ni en frecuencia ni en potencia. En un futuro es de esperar que reemplacen a los componentes de vacío en casi todas las aplicaciones a frecuencia de microondas, que paulatinamente serán más abundantes, ya que el espectro radioeléctrico está cada vez más saturado y las aplicaciones emergentes se van situando a frecuencias más altas. Estos transistores serán empleados en electrónica militar, industrial, difusión de T.V y radio, distribución de internet y un largo etcétera de aplicaciones.

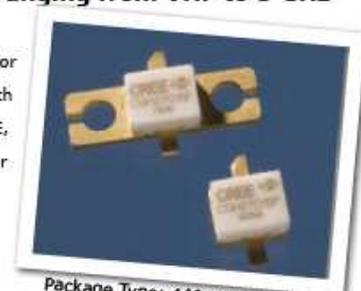
## Anexo 1: Datasheet del transistor CGH27015



### CGH27015

15 W, 28V, GaN HEMT for Linear Communications ranging from VHF to 3 GHz

Cree's CGH27015 is a gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor designed specifically for high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities, which makes the CGH27015 ideal for VHF, Comms, 3G, 4G, LTE, 2.3-2.9GHz WiMAX and BWA amplifier applications. The unmatched transistor is available in both screw-down, flange and solder-down, pill packages.



Package Type: 440166 and 440196  
PN: CGH27015F and CGH27015P

#### Typical Performance 2.3-2.7 GHz ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )

Parameter	2.3 GHz	2.4 GHz	2.5 GHz	2.6 GHz	2.7 GHz	Units
Small Signal Gain	16.9	16.0	15.1	14.6	14.3	dB
EVM at $P_{AVE} = 33\text{ dBm}$	1.69	1.51	1.50	1.66	1.93	%
Drain Efficiency at $P_{AVE} = 33\text{ dBm}$	27.1	27.8	28.4	28.0	28.0	dB

#### Note:

Measured in the CGH27015F-TB amplifier circuit, under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.

#### Features

- VHF - 3.0 GHz Operation
- 15 W Peak Power Capability
- 14.5 dB Small Signal Gain
- 2 W  $P_{AVE} < 2.0\%$  EVM
- 28 % Efficiency at 2 W Average Power
- Designed for WiMAX Fixed Access 802.16-2004 OFDM Applications
- Designed for WiMAX Mobile Access 802.16e OFDMA Applications



Large Signal Models Available for SiC & GaN

Subject to change without notice.  
[www.cree.com/wireless](http://www.cree.com/wireless)

1



### Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25 °C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units	Units
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	84	Volts	25 °C
Gate-to-Source Voltage	$V_{GS}$	-10, +2	Volts	25 °C
Storage Temperature	$T_{STG}$	-65, +150	°C	
Operating Junction Temperature	$T_J$	225	°C	
Maximum Forward Gate Current	$I_{GFMAX}$	4.0	mA	25 °C
Maximum Drain Current <sup>1</sup>	$I_{DMAX}$	1.5	A	25 °C
Soldering Temperature <sup>2</sup>	$T_S$	245	°C	
Screw Torque	$\tau$	60	in-oz	
Thermal Resistance, Junction to Case <sup>3</sup>	$R_{JC}$	8.0	°C/W	85 °C
Case Operating Temperature <sup>3</sup>	$T_C$	-40, +150	°C	30 seconds

Note:

<sup>1</sup> Current limit for long term, reliable operation.

<sup>2</sup> Refer to the Application Note on soldering at [www.cree.com/products/wireless\\_appnotes.asp](http://www.cree.com/products/wireless_appnotes.asp)

<sup>3</sup> Measured for the CGH27015F at  $P_{D125} = 14W$ .

### Electrical Characteristics ( $T_C = 25 °C$ )

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
<b>DC Characteristics<sup>1</sup></b>						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.0	-2.3	$V_{GS}$	$V_{DS} = 10 V, I_D = 3.6 mA$
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-2.7	-	$V_{GS}$	$V_{DS} = 28 V, I_D = 100 mA$
Saturated Drain Current	$I_{DS}$	2.9	3.5	-	A	$V_{GS} = 6.0 V, V_{DS} = 2.0 V$
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{DS}$	120	-	-	$V_{DS}$	$V_{GS} = -8 V, I_D = 3.6 mA$
<b>RF Characteristics<sup>2,3</sup> (<math>T_C = 25 °C, F_s = 2.5 GHz</math> unless otherwise noted)</b>						
Small Signal Gain	$G_{dB}$	13	15	-	dB	$V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA$
Drain Efficiency <sup>4</sup>	$\eta$	20	28	-	%	$V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA, P_{AVC} = 33 dBm$
Error Vector Magnitude	EVM	-	2.0	-	%	$V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA, P_{AVC} = 33 dBm$
Output Mismatch Stress	VSWR	-	-	10 : 1	∅	No damage at all phase angles, $V_{DS} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA, P_{AVC} = 33 dBm$ OFDM $P_{AVC}$
<b>Dynamic Characteristics</b>						
Input Capacitance	$C_{GS}$	-	4.5	-	pF	$V_{DS} = 28 V, V_{GS} = -8 V, f = 1 MHz$
Output Capacitance	$C_{DS}$	-	1.3	-	pF	$V_{DS} = 28 V, V_{GS} = -8 V, f = 1 MHz$
Feedback Capacitance	$C_{GD}$	-	0.2	-	pF	$V_{DS} = 28 V, V_{GS} = -8 V, f = 1 MHz$

Notes:

<sup>1</sup> Measured on wafer prior to packaging.

<sup>2</sup> Measured in the CGH27015F-TB test fixture.

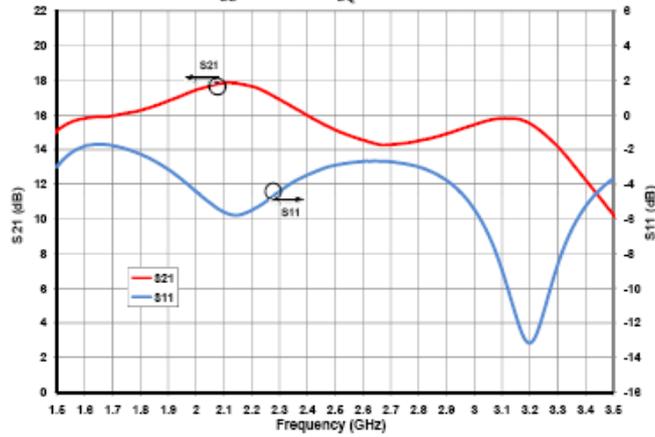
<sup>3</sup> Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.

<sup>4</sup> Drain Efficiency =  $P_{OUT} / P_{DC}$ .

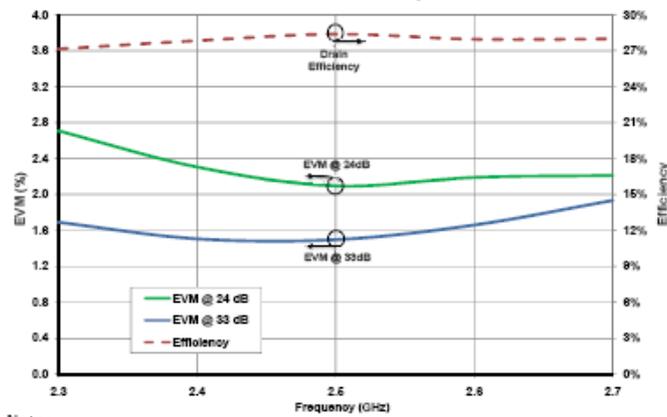


Typical Performance Data

Performance of CGH27015 in Broadband Amplifier Circuit  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$



Typical EVM and Efficiency at 24dB and 33 dB vs Frequency of CGH27015 in Broadband Amplifier Circuit

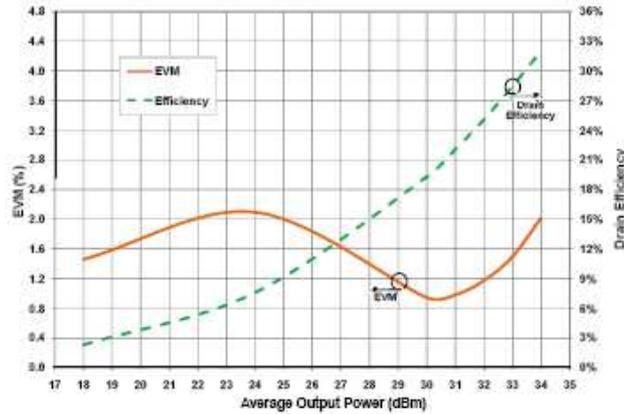


Note:  
Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.



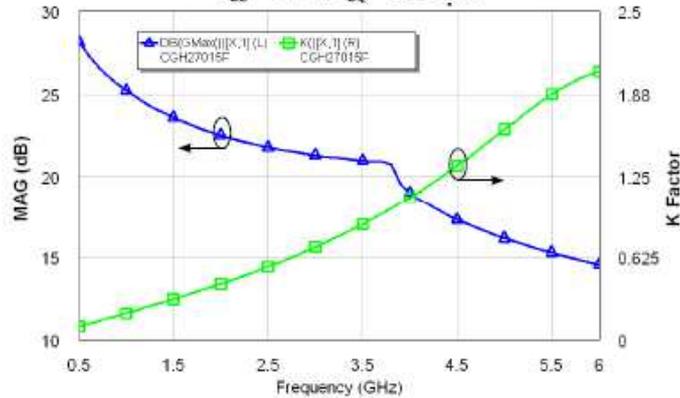
Typical Performance Data

Typical EVM and Efficiency of CGH27015 in Broadband Amplifier Circuit at 2.5 GHz  
 F=2.5 GHz, 802.16-2004 OFDM, P/A=9.8 dB



Note:  
 Under 802.16-2004 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3.

Simulated Maximum Available Gain and K Factor of the CGH27015F  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

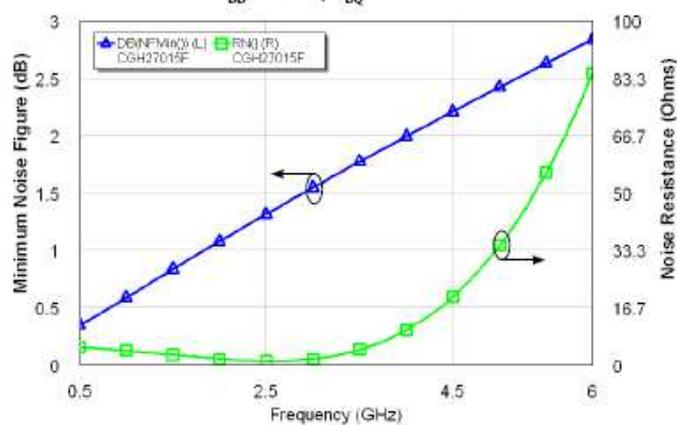


Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.



### Typical Noise Performance

Simulated Minimum Noise Figure and Noise Resistance vs Frequency of the CGH27015  
 $V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$



### Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

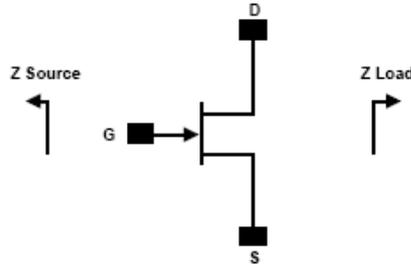
Parameter	Symbol	Class	Test Methodology
Human Body Model	HBM	1A (> 250 V)	JEDEC JESD22 A114-D
Charge Device Model	CDM	II (200 < 500 V)	JEDEC JESD22 C101-C

Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

5 CGH27015 Rev 3.2



### Source and Load Impedances

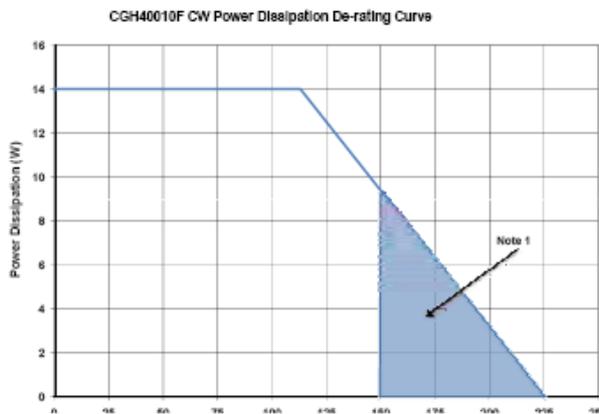


Frequency (MHz)	Z Source	Z Load
2300	17.8 - j1.5	16.8 - j1.7
2400	20.3 - j4.0	16.9 - j0.8
2500	20.6 - j7.9	17.2 + j0.2
2600	18.2 - j11.3	17.7 + j1.3
2700	14.6 - j12.6	19.1 + j2.4

Note 1.  $V_{DD} = 28V$ ,  $I_{PQ} = 200mA$  in the 440166 package.

Note 2. Impedances are extracted from the CGH27015-TB demonstration amplifier and are not source and load pull data derived from the transistor.

### CGH27015 Power Dissipation De-rating Curve



Note 1. Area exceeds Maximum Case Operating Temperature (See Page 2).

Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

6 CGH27015 Rev 3.2



### CGH27015-TB Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

Designator	Description	Qty
R1,R2	RES,1/16W,0603,1%,0 OHMS	2
R4	RES,1/16W,0603,1%,100 OHMS	1
R3	RES,1/16W,0603,1%,22.6 OHMS	1
C6	CAP, 470PF, 5%,100V, 0603	1
C17	CAP, 33 UF, 20%, G CASE	1
C16	CAP, 1.0UF, 100V, 10%, X7R, 1210	1
C8	CAP 10UF 16V TANTALUM	1
C14	CAP, 100.0pF, +/-5%, 0603	1
C4	CAP, 15pF, +/-5%, 0603	1
C1	CAP, 1.8pF, +/-0.1pF, 0603	1
C2, C10, C11	CAP, 2.0pF, +/-0.1pF, 0603	3
C5,C13	CAP, 39pF, +/-5%, 0603	2
C7,C15	CAP,33000PF, 0805,100V, X7R	2
J3,J4	CONN SMA STR PANEL JACK RECP.	1
J2	HEADER RT>PLZ.1CEN LK 2 POS	1
J1	HEADER RT>PLZ.1CEN LK 5POS	1
-	PCB, RO4350B, Er = 3.48, h = 20 mil	1
-	CGH27015F or CGH27015P	1

### CGH27015-TB Demonstration Amplifier Circuit

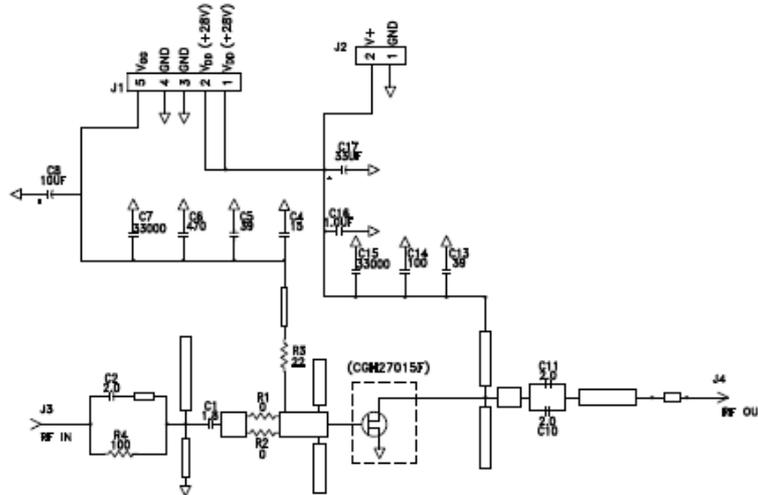


Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

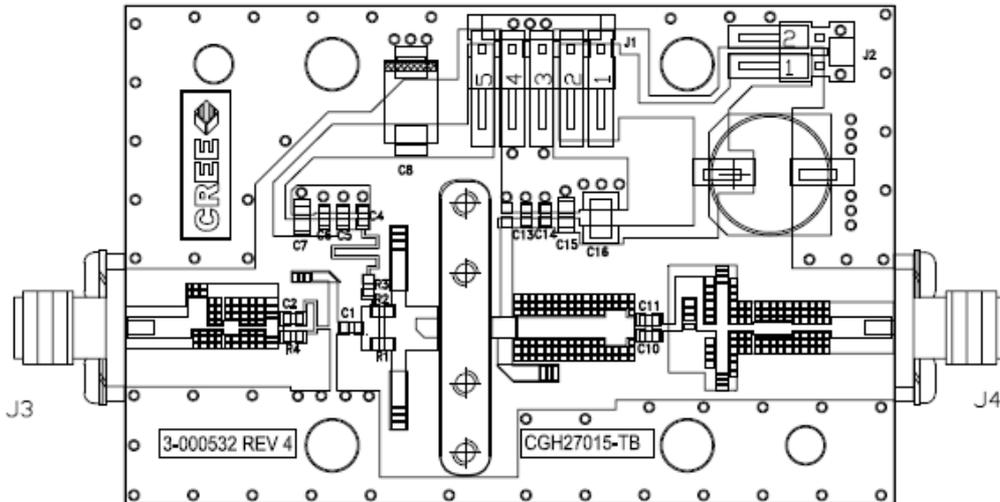
7 CGH27015 Rev 3.2



### CGH27015-TB Demonstration Amplifier Circuit Schematic



### CGH27015-TB Demonstration Amplifier Circuit Outline



Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

8 CGH27015 Rev 3.2



**Typical Package S-Parameters for CGH27015**  
(Small Signal,  $V_{DS} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$ , angle in degrees)

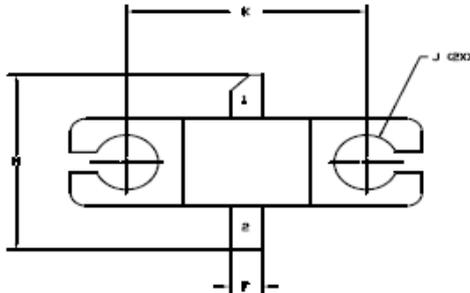
Frequency	Mag S11	Ang S11	Mag S21	Ang S21	Mag S12	Ang S12	Mag S22	Ang S22
500 MHz	0.909	-124.41	17.41	107.81	0.026	21.06	0.335	-93.73
600 MHz	0.902	-134.04	15.04	101.48	0.027	15.39	0.322	-101.61
700 MHz	0.898	-141.62	13.18	96.16	0.028	10.74	0.315	-107.78
800 MHz	0.894	-147.78	11.71	91.54	0.028	6.79	0.312	-112.73
900 MHz	0.892	-152.91	10.51	87.43	0.028	3.35	0.312	-116.77
1.0 GHz	0.890	-157.30	9.53	83.68	0.028	0.28	0.314	-120.15
1.1 GHz	0.889	-161.12	8.71	80.20	0.028	-2.51	0.318	-123.04
1.2 GHz	0.889	-164.51	8.01	76.95	0.028	-5.07	0.322	-125.57
1.3 GHz	0.888	-167.56	7.41	73.86	0.028	-7.45	0.328	-127.82
1.4 GHz	0.888	-170.34	6.89	70.91	0.028	-9.69	0.335	-129.87
1.5 GHz	0.888	-172.91	6.44	68.07	0.028	-11.81	0.342	-131.77
1.6 GHz	0.888	-175.30	6.04	65.32	0.028	-13.82	0.349	-133.56
1.7 GHz	0.888	-177.55	5.69	62.65	0.027	-15.74	0.357	-135.25
1.8 GHz	0.888	-179.68	5.37	60.05	0.027	-17.58	0.364	-136.89
1.9 GHz	0.888	178.29	5.09	57.50	0.027	-19.34	0.373	-138.48
2.0 GHz	0.888	176.34	4.83	55.01	0.027	-21.04	0.381	-140.03
2.1 GHz	0.889	174.45	4.60	52.56	0.026	-22.69	0.389	-141.55
2.2 GHz	0.889	172.63	4.39	50.14	0.026	-24.27	0.397	-143.06
2.3 GHz	0.889	170.84	4.20	47.76	0.026	-25.80	0.405	-144.56
2.4 GHz	0.889	169.10	4.02	45.41	0.025	-27.28	0.413	-146.04
2.5 GHz	0.890	167.39	3.86	43.09	0.025	-28.70	0.421	-147.52
2.6 GHz	0.890	165.71	3.71	40.79	0.025	-30.08	0.429	-149.00
2.7 GHz	0.891	164.04	3.57	38.51	0.024	-31.41	0.437	-150.48
2.8 GHz	0.891	162.39	3.44	36.26	0.024	-32.69	0.445	-151.95
2.9 GHz	0.891	160.76	3.32	34.01	0.024	-33.92	0.452	-153.43
3.0 GHz	0.892	159.13	3.21	31.79	0.023	-35.10	0.459	-154.92
3.2 GHz	0.892	155.89	3.00	27.38	0.023	-37.31	0.473	-157.90
3.4 GHz	0.893	152.65	2.83	23.00	0.022	-39.32	0.486	-160.90
3.6 GHz	0.893	149.39	2.67	18.66	0.021	-41.09	0.499	-163.93
3.8 GHz	0.894	146.09	2.54	14.34	0.020	-42.63	0.510	-166.99
4.0 GHz	0.894	142.74	2.41	10.02	0.020	-43.90	0.521	-170.10
4.2 GHz	0.895	139.33	2.31	5.70	0.019	-44.88	0.530	-173.24
4.4 GHz	0.895	135.84	2.21	1.37	0.018	-45.53	0.539	-176.45
4.6 GHz	0.895	132.26	2.12	-2.98	0.018	-45.84	0.547	-179.71
4.8 GHz	0.895	128.59	2.04	-7.36	0.017	-45.78	0.554	-176.97
5.0 GHz	0.895	124.80	1.97	-11.79	0.016	-45.32	0.561	173.56
5.2 GHz	0.895	120.90	1.91	-16.27	0.016	-44.47	0.566	170.07
5.4 GHz	0.895	116.87	1.85	-20.81	0.016	-43.25	0.571	166.48
5.6 GHz	0.895	112.70	1.80	-25.41	0.015	-41.72	0.575	162.78
5.8 GHz	0.895	108.38	1.75	-30.10	0.015	-39.97	0.579	158.96
6.0 GHz	0.895	103.92	1.70	-34.88	0.016	-38.13	0.581	155.00

Download this s-parameter file in ".s2p" format at [http://www.cree.com/products/wireless\\_s-parameters.asp](http://www.cree.com/products/wireless_s-parameters.asp)

Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.



**Product Dimensions CGH27015F (Package Type – 440166)**

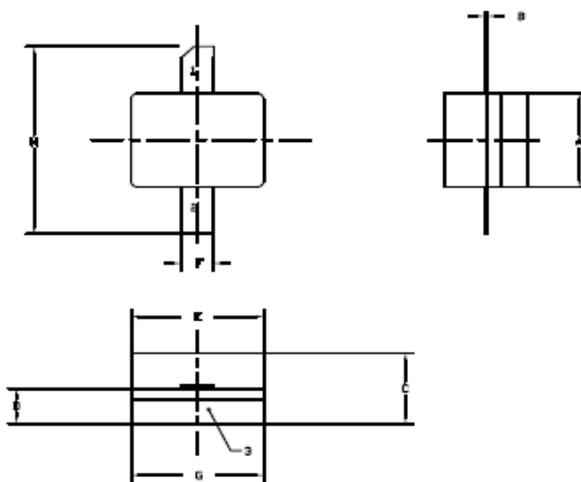


- NOTES**
1. DIMENSIONS AND TOLERANCES FOR ANNE TYPICAL DIMS.
  2. DIMENSIONS IN PARENTHESES.
  3. ALL DIMENSIONS FOR LEAD MAY EXCEED A MAXIMUM OF 0.005 INCHES FROM LEAD.
  4. LEAD MAY BE REHEATED TO THE POINT OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 250°C IN ANY DIRECTION.
  5. ALL PLATED SURFACES ARE Ni/AU.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.004	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.43
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.545	0.555	13.84	14.09
H	0.280	0.360	7.11	9.14
J	Ø 100		2.54	
K	0.375		9.53	

PIN 1. GATE  
 PIN 2. DRAIN  
 PIN 3. SOURCE

**Product Dimensions CGH27015P (Package Type – 440196)**



- NOTES**
1. DIMENSIONS AND TOLERANCES FOR ANNE TYPICAL DIMS.
  2. DIMENSIONS IN PARENTHESES.
  3. ALL DIMENSIONS FOR LEAD MAY EXCEED A MAXIMUM OF 0.005 INCHES FROM LEAD.
  4. LEAD MAY BE REHEATED TO THE POINT OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 250°C IN ANY DIRECTION.
  5. ALL PLATED SURFACES ARE Ni/AU.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.155	0.165	3.94	4.19
B	0.003	0.006	0.10	0.15
C	0.115	0.135	2.92	3.17
D	0.057	0.067	1.45	1.70
E	0.195	0.205	4.95	5.21
F	0.045	0.055	1.14	1.40
G	0.195	0.205	4.95	5.21
H	0.280	0.360	7.11	9.14

PIN 1. GATE  
 PIN 2. DRAIN  
 PIN 3. SOURCE



### Disclaimer

---

Specifications are subject to change without notice. Cree, Inc. believes the information contained within this data sheet to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree. Cree makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose. "Typical" parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. These values can and do vary in different applications and actual performance can vary over time. All operating parameters should be validated by customer's technical experts for each application. Cree products are not designed, intended or authorized for use as components in applications intended for surgical implant into the body or to support or sustain life, in applications in which the failure of the Cree product could result in personal injury or death or in applications for planning, construction, maintenance or direct operation of a nuclear facility.

For more information, please contact:

Cree, Inc.  
4600 Silicon Drive  
Durham, North Carolina, USA 27703  
[www.cree.com/wireless](http://www.cree.com/wireless)

Sarah Miller  
Marketing & Export  
Cree, RF Components  
1.919.407.5302

Ryan Baker  
Marketing  
Cree, RF Components  
1.919.407.7816

Tom Dekker  
Sales Director  
Cree, RF Components  
1.919.407.5639

Copyright © 2005-2012 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree and the Cree logo are registered trademarks of Cree, Inc.

11 CGH27015 Rev 3.2

## **Anexo 2: Lista de figuras y tablas.**

### ***Capítulo 1:***

Figura 1.1: Pentodo de vacío.

### ***Capítulo 2:***

Figura 2.1: Bandas de energía.

Figura 2.2: Materiales semiconductores.

Figura 2.3: Diagrama bidimensional de silicio dopado.

Figura 2.4: Niveles energéticos.

Figura 2.5: Bandas de energía de un HEMT.

Figura 2.6: Composición de capas de un HEMT GaN.

Figura 2.7: Medidas continuas y pulsadas (0.1us) de las características ID-VDS de un HEMT GaN.

Figura 2.8: Capa de pasivación en un HEMT.

Figura 2.9: Comparativas entre diferentes sustratos.

Tabla 2.1: Características de algunos semiconductores de interés.

Tabla 2.2: Otras características de semiconductores de interés.

### ***Capítulo 3:***

Figura 3.1: Transistor utilizado en este proyecto.

Figura 3.2: Intensidad de drenador en función de la tensión de drenador-fuente.

Figura 3.3: Características I-V pulsadas y no pulsadas.

Figura 3.4: Medidas estáticas de la corriente de drenador en función de la tensión de puerta.

Figura 3.5: Medidas pulsadas de la corriente de drenador en función de la tensión de puerta.

Figura 3.6: Fuente de tensión controlada por tensión.

Figura 3.7: Fuente de corriente controlada por corriente.

Figura 3.8: Fuente de tensión controlada por corriente.

Figura 3.9: Fuente de corriente controlada por tensión.

Figura 3.10: Modelo equivalente para un HEMT.

Figura 3.11: Modelo de pequeña señal de un FET.

Figura 3.12: Modelo de pequeña señal de un HEMT GaN con capacidades parásitas.

Figura 3.13: Capacidades del dispositivo.

Figura 3.14: Transformaciones para extraer los parámetros intrínsecos.

Figura 3.15: Circuito equivalente con los elementos intrínsecos.

Figura 3.16: Circuito equivalente intrínseco sin resistencias de conducción.

Figura 3.17: Modelo equivalente del encapsulado del transistor CGH27015.

Figura 3.18: Analizador de redes vectorial E5070B de Agilent.

Figura 3.19: Esquema de red bipuerto con parámetros de error.

Figura 3.20: Líneas estándar en tecnología microstrip empleadas.

Figura 3.21: Porta muestras.

Figura 3.22: Bias-tee comerciales.

Figura 3.23: Circuito interno de un bias-tee.

Figura 3.24: Medidas de parámetros S con el transistor CGH27015 polarizado ( $V_{ds}=28V$  y  $V_{gs}=-3.1V$ ).

Figura 3.25: Modelo en pequeña señal del transistor CGH27015 en ADS.

Figura 3.26: Medidas de los parámetros S (módulos) del transistor CGH27015 ( $S_{21}$  en rojo y  $S_{11}$  en azul). (a) Módulos. (b) Fases.

Figura 3.27: Simulaciones circuital en ADS de los parámetros S del transistor CGH27015 ( $S_{21}$  en rojo y  $S_{11}$  en azul). (a) Módulos. (b) Fases.

Tabla 3.1: Asociación de parámetros con capacidades, inductancias y resistencias parásitas.

Tabla 3.2: Características del sustrato Duroid Roger Ro3010.

Tabla 3.3: Dimensiones de la línea microstrip.

Tabla 3.4: Parámetros intrínsecos y extrínsecos del modelo de pequeña señal.

## **Capítulo 4:**

Figura 4.1: Conducción de un amplificador clase A.

Figura 4.2: Resistencias térmicas.

Figura 4.3: Relación entre Potencia disipada y temperatura de la unión.

Figura 4.4: Relación entre Potencia disipada y temperatura ambiente.

Figura 4.5: Algunos tipos de encapsulado.

Figura 4.6: Encapsulado y resistencia térmica asociada.

Figura 4.7: Diagrama de flujo de señales de un amplificador en pequeña señal y sus potencias asociadas.

Figura 4.8: Esquemático de impedancias y coeficientes de reflexión.

Figura 4.9: Impedancias y resistencias en un cuadripolo.

Figura 4.10: Círculos de estabilidad para la fuente.

Figura 4.11: Círculos de estabilidad para la carga.

Figura 4.12: Corriente drenador en función de la tensión de puerta.

Figura 4.13: Red de adaptación con elementos discretos.

Figura 4.14: Red de adaptación.

Figura 4.15: Esquema del circuito amplificador en el simulador ADS.

Figura 4.16: Parámetro  $S_{21}$  del circuito amplificador con un transistor CGH40010 sin red de adaptación.

Figura 4.17: Parámetro  $S_{21}$  del circuito amplificador con un transistor CGH40010 con red de adaptación en la entrada y salida.

Figura 4.18: Layout de las redes de adaptación de entrada y de salida.

Figura 4.19: Layout de la red de polarización.

Figura 4.20: Simulaciones EM y circuital del circuito amplificador con transistor CGH40010 realizadas con ADS.

Figura 4.21: Medida de la respuesta  $S_{21}$  (dB) del amplificador en función de la frecuencia.

Tabla 4.1: Resistencias térmicas asociadas a los encapsulados.

Tabla 4.2: Tipos de contacto y resistencia asociadas.

Tabla 4.3: Parámetros S obtenidos a 2.1 GHz en el punto de polarización  $V_g=-3.15V$  y  $V_{ds}=28V$ .

Tabla 4.4: Coeficientes de reflexión.

Tabla 4.5: Impedancias de adaptación de entrada y salida.

Tabla 4.6: Parámetros del sustrato empleado (duroid Roger Ro3010).

Tabla 4.7: Dimensiones de la red de adaptación de entrada.

Tabla 4.8: Dimensiones de la red de adaptación de salida.

Tabla 4.9: Características de los stubs de polarización.