



## 7 Amplificadores de Potencia de RF - Diseño

Este capítulo está basado en el libro [1].

### 7.1 Introducción

El diseño de AP es una tarea compleja, implica el uso de herramientas de diseño no lineal, acompañadas por las correspondientes descripciones no lineales de los dispositivos activos, a veces dadas como modelos de circuito equivalente. Estas herramientas rara vez se aplican en la primera etapa de diseño, ya que solo se necesitan datos preliminares para dimensionar correctamente la etapa de potencia, dejando para las etapas posteriores un análisis refinado y más exacto. Esta es la razón por la cual los análisis simplificados son pasos claves en el diseño de los AP, ya que permiten reunir información preliminar pero bastante aproximada sobre el potencial del dispositivo y el rendimiento de la etapa. Es posible ya en esta etapa, tomar algunas decisiones importantes, como por ejemplo la selección del punto de polarización, y el esquema de sintonización a adoptar.

En la literatura sobre el tema se han introducido y presentado, muchos enfoques y procedimientos para realizar el proceso de diseño, incluyendo implementaciones de software. La popularidad y difusión de cada uno está determinada en gran medida por la respectiva simplicidad y facilidad de uso. A continuación, en vez de presentar una lista comentada de tales metodologías, se intentará describir un enfoque integrado, tratando de delinear un flujo de diseño preciso mediante un ejemplo de diseño real. La metodología simplificada presentada permite la introducción del enfoque de la carga resistiva como un medio preliminar para evaluar el desempeño de base y, posteriormente, se presentará una metodología para carga sintonizada.

### 7.2 Flujo del diseño

El diseño de un amplificador de potencia (PA), como la de cualquier otro circuito electrónico, se reparte en una serie de pasos sistemáticos, desde la identificación de los requerimientos del AP, hasta las mediciones finales realizadas sobre el circuito implementado, para verificar el cumplimiento de las especificaciones de diseño.

Los pasos típicos de diseño muestran en la Fig. 7.1. Comenzando con los requisitos del AP y las especificaciones eléctricas, el primer paso consiste en la selección de la tecnología que se adoptará para el diseño y subsecuentemente la elección del tipo de dispositivo activo. Este último se selecciona conforme a la aplicación y la frecuencia de funcionamiento. Por ejemplo en las aplicaciones de estación base de telefonía celular, donde las frecuencias de RF son relativamente bajas, se prefiere los dispositivos LDMOS, mientras que para las aplicaciones espaciales con frecuencias de microondas o ondas milimétricas se prefieren los dispositivos de GaAs PHEMT y MHEMT.

Haciendo referencia a la tecnología, los AP puede realizarse en forma híbrida (MIC, Microwave Integrated Circuit) o en forma monolítica (MMIC, Monolithics Microwave Integrated Circuit), dependiendo de nuevo de la aplicación, capacidad de fabricación y cuestiones presupuestarias. Por ejemplo, la Fig. 7.2 muestra dos ejemplos,

uno de MIC (a) y otro de MMIC (b) PA, para la banda C (basado en dispositivos de GaN) y para la banda X (basado en los dispositivos de GaAs) respectivamente.

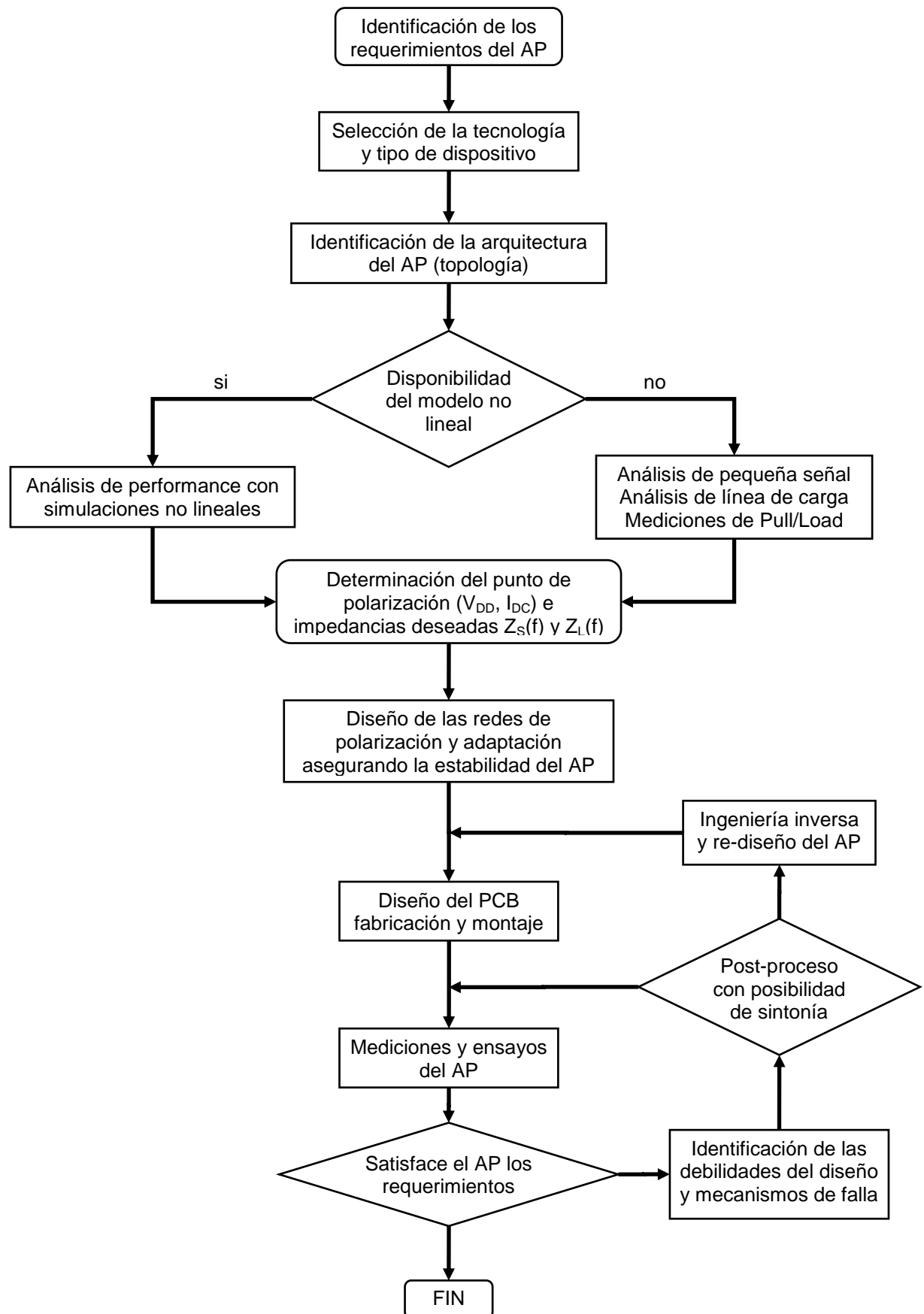
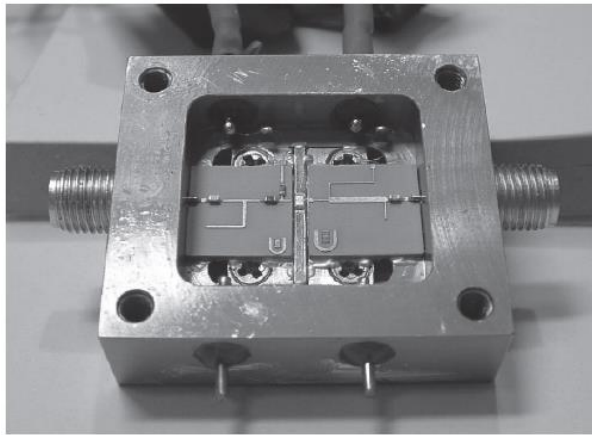
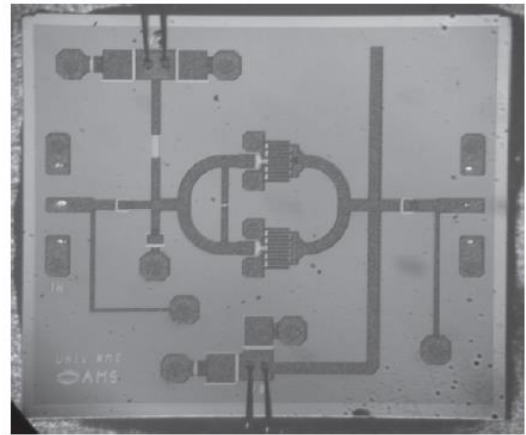


Fig. 7.1 Pasos de diseño típicos para la realización de un AP.



(a)



(b)

Fig. 7.2 Ejemplo de un MIC (a) y de un MMIC (b) realizados para la banda C (4 a 8 GHz) y banda X (8 a 12 GHz) respectivamente.

Después de la selección adecuada dispositivo activo, la etapa siguiente consiste en la selección de la arquitectura del AP adecuada para satisfacer las especificaciones eléctricas. Como ejemplo, para una aplicación de banda muy ancha (más de una octava), las soluciones distribuidas, esto es acoplamientos realizados con segmentos de línea de transmisión o equivalentes, son las más aconsejables para cubrir la banda de frecuencia de funcionamiento requerida. En este caso el amplificador se diseña tratando de emular el comportamiento de líneas de transmisión (LT) que son intrínsecamente circuitos de banda ancha. Como ejemplo en la Fig. 7.3 se muestra un AP distribuido. Está diseñado utilizando las capacidades de entrada y de salida del dispositivo activo para formar las líneas la transmisión de puerta y drenador respectivamente. Tales estructuras de banda ancha están enlazadas por la transconductancia del dispositivo activo, lo que permite la amplificación de la señal que viaja por la LT de puerta en la señal que viaja por la LT del drenador.

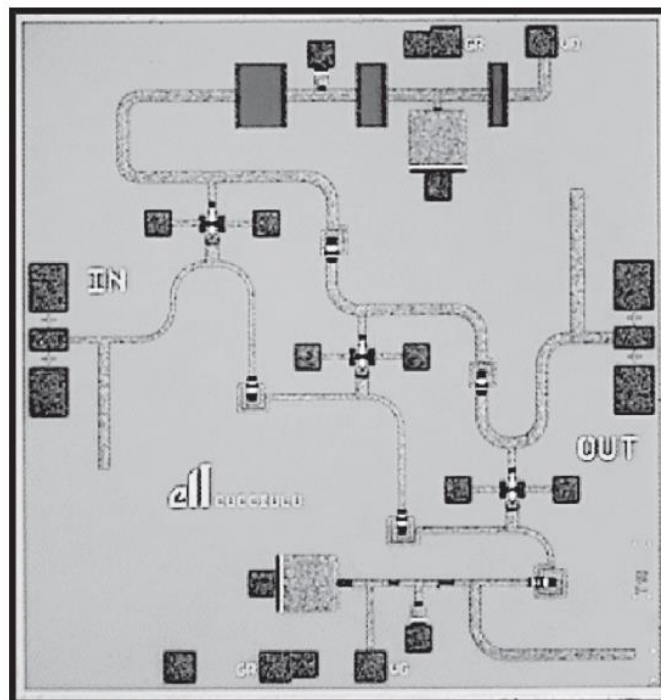


Fig. 7.3 Ejemplo de amplificador de potencia distribuido.

Sin embargo, debido a su inherente complejidad de diseño basado en aproximaciones de pequeña señal, tales amplificadores suelen presentar niveles de rendimiento de conversión (o de potencia agregada) inferiores al 25~30%.

Para anchos de banda moderados a grandes, se aplican lo que se llaman soluciones corporativas, que se basan en la explotación plena de las características de salida I-V del dispositivo activo, esto es funcionamiento no lineal de gran señal. Se aplican estrategias apropiadas para el diseño de amplificadores de potencia basadas en conceptos de línea de carga.

En este caso, la identificación de una arquitectura adecuada depende de los requerimientos eléctricos especificados.

De hecho, si el dispositivo seleccionado es capaz de proveer el nivel de ganancia y la potencia de salida requerida, un amplificador de un único dispositivo, como el representado esquemáticamente en la Fig. 7.4, es la opción más natural.

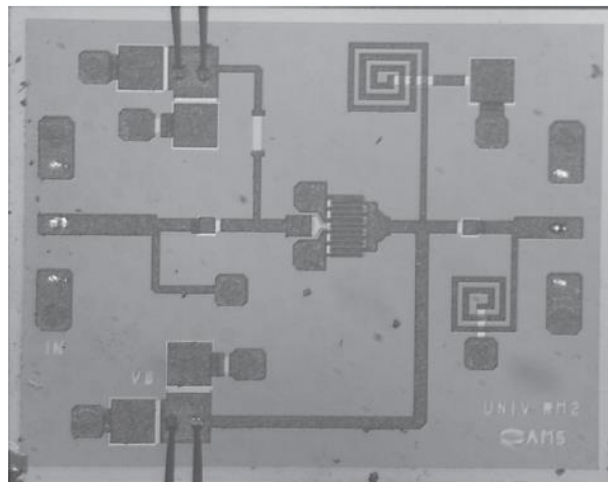
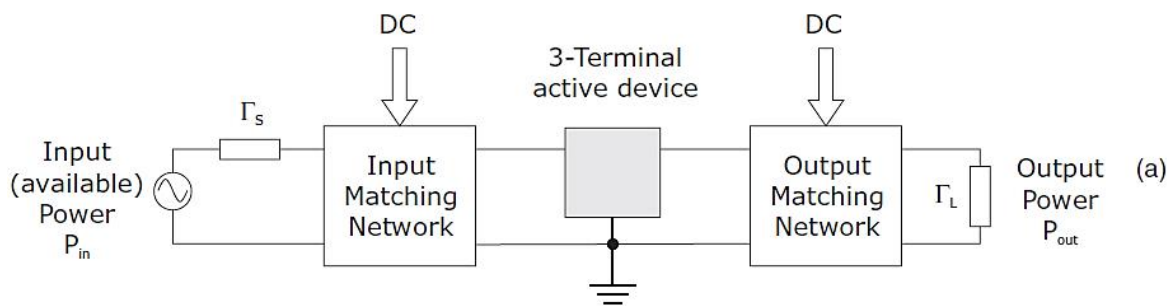


Fig. 7.4 Ejemplo de un AP de dispositivo único. Esquema simplificado (a) y ejemplo de MMIC (b).

Si un único dispositivo no puede proveer la ganancia requerida, es necesario incluir en el diseño una etapa de excitación (driver), pasando a ser el AP multietapa, como el representado en la Fig. 7.5.

En este caso, la última etapa, llamada normalmente etapa final o etapa de potencia, es la encargada de suministrar el nivel de potencia de salida requerido (y rendimiento), mientras la etapa de excitación (o etapas) es necesaria para obtener la ganancia global del circuito.

Del mismo modo, si el dispositivo seleccionado no es capaz de garantizar los niveles de potencia de salida requeridos, se combinan varios dispositivos como se muestra en la Fig. 7.5 (b), que describe la implementación de un MMIC. Existen muchas otras opciones para combinar la potencia de salida de varios dispositivos así como para dividirla en la entrada.

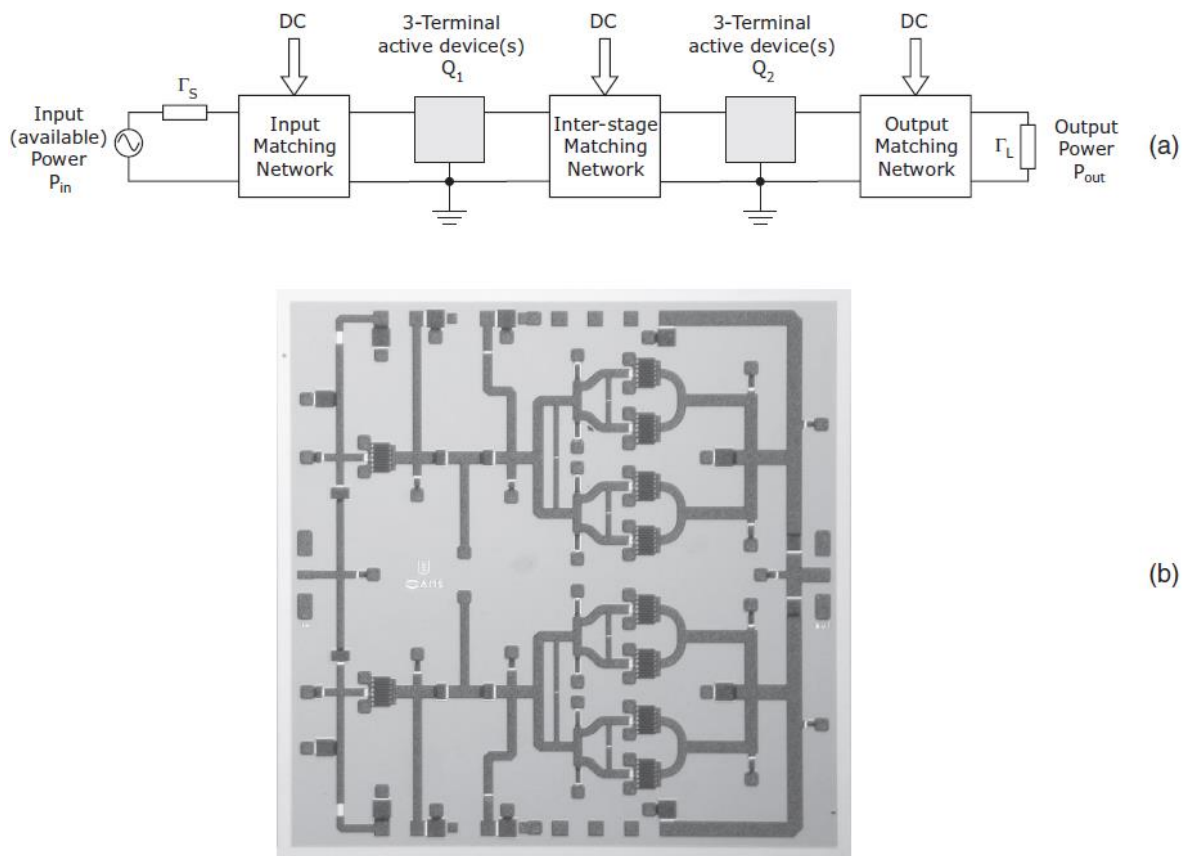


Fig. 7.5 Ejemplo de AP de terminación única multietapa. Esquema simplificado (a) y ejemplo de MMIC (b).

Además, dado que un amplificador de potencia independiente generalmente exhibe una pobre VSWR de salida, debido a la adaptación de potencia, en algunos casos, podría ser necesaria aplicar configuraciones equilibradas tal como se muestra en la Fig. 7.6 junto con una aplicación MMIC. En este caso, la división de potencia en la entrada y la combinación en la salida se implementa con acopladores híbridos de  $90^\circ$ , note que la impedancia de carga que ve cada amplificador individual es la mitad de la impedancia  $Z_L$ .

Sin embargo, en todos los casos (excepto para el caso distribuido), el paso siguiente consiste en la selección de las condiciones de polarización del dispositivo de activo y la selección de las redes de adaptación. Para este propósito, existen dos posibilidades, dependiendo de la disponibilidad del modelo no lineal del dispositivo, o la disponibilidad física del dispositivo.

Cuando el dispositivo y bancos de pruebas están disponibles físicamente, sin duda, la mejor solución es caracterizar el dispositivo real a través de mediciones no lineales. En este caso, se aplican las técnicas de medición load/source pull para inferir las condiciones de adaptación que satisfacen los requerimientos de diseño en un régimen de funcionamiento de gran señal.

Si no existe una caracterización de gran señal del dispositivo, la identificación de las condiciones apropiadas de carga tiene que ser inferida de la información que pueda estar disponible del dispositivo activo seleccionado. Por ejemplo, si solo se dispone los parámetros  $S$  de pequeña señal y las características de salida I-V, entonces la adaptación de potencia simplificada descrita en el capítulo anterior es la única solución que puede ser aplicada para calcular la carga óptima de salida, claramente bajo una aproximación lineal. De un modo parecido, la adaptación conjugada del coeficiente de reflexión de entrada  $S'_{11}$  del dispositivo terminado con una red de salida caracterizada por su coeficiente de reflexión  $\Gamma_L$ , puede ser calculada fácilmente usando los parámetros  $S$  del dispositivo

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} \quad (1)$$

Si el modelo no lineal completo está disponible, las condiciones de carga pueden ser determinadas mediante un análisis no lineal buscando optimizar la performance del dispositivo.

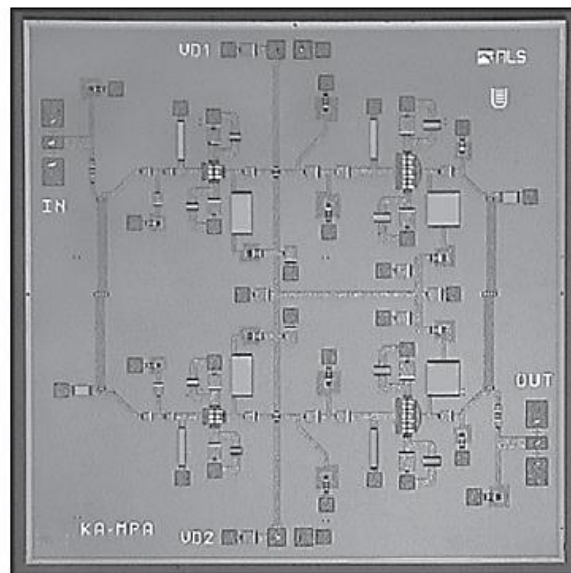
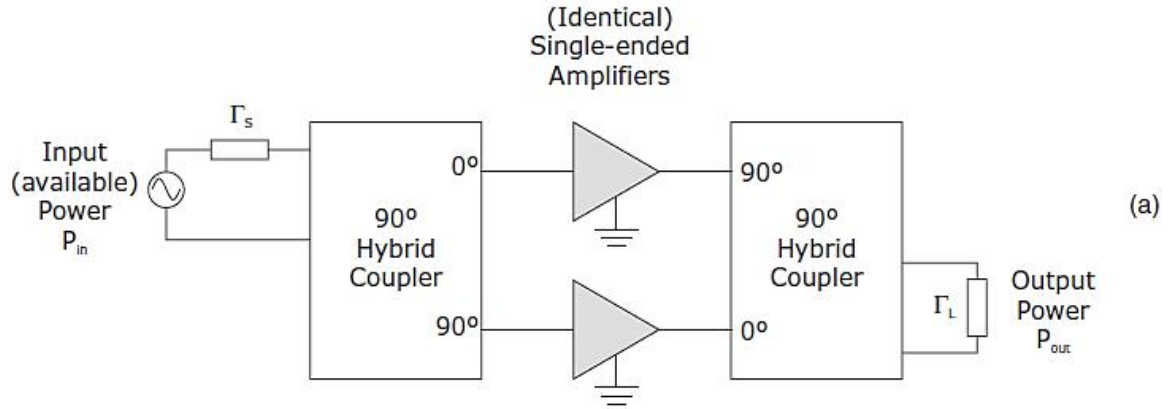


Fig. 7.6 Ejemplo de AP balanceado. Esquema simplificado (a) y ejemplo MMIC (b).

Después de la determinación de la condición de carga del dispositivo, en el puerto de entrada ( $Z_s$ ) y en el de salida ( $Z_L$ ), y su comportamiento en frecuencia (incluyendo armónicos), satisfaciendo además las condiciones necesarias para asegurar la estabilidad del dispositivo, el siguiente paso es diseñar las redes de carga para implementar tales valores de impedancia.

Está claro que la estabilidad general del amplificador tiene que estar asegurada no sólo en la banda de trabajo, sino para todas las frecuencias, en particular para las frecuencias bajas donde la ganancia del dispositivo es elevada, y se podrían presentar oscilaciones debido a retroalimentaciones provocadas por elementos intrínsecos o del circuito. Es usual garantizar incondicionalmente la estabilidad del circuito mediante el agregado de elementos con pérdida que puedan reducir la ganancia a bajas frecuencias. Por lo general, este tipo de redes de estabilización están incorporados en las redes de polarización, siendo transparentes en el ancho de banda de funcionamiento.

Desafortunadamente, debido a las condiciones de funcionamiento de gran señal, los problemas de estabilidad se convierten en un problema no lineal intrínseco, cuyo tratamiento es complejo y de difícil solución. Por lo tanto la estabilidad del amplificador suele ser verificada y garantizada en condiciones de pequeña señal, usando simulaciones de pequeñas señal o analizando condiciones de estabilidad con el factor de Rollet K.

Para asegurar incondicionalmente la estabilidad de una red de dos puertos genérica, representada a por sus parámetros S, tiene que cumplirse la siguiente condición

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

donde

$$\Delta \triangleq \det([S]) = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3)$$

y además se cumple

$$|\Delta| < 1 \quad (4)$$

Las siguientes desigualdades son equivalentes a las (3) y (4)

$$\mu_1 \triangleq \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^*\Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5)$$

$$\mu_2 \triangleq \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^*\Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (6)$$

Desde un punto de vista práctico, por lo general sólo se comprueban las condiciones de estabilidad lineales, mientras que las de gran señal, es decir las condiciones de estabilidad no lineales, generalmente por simplicidad no se verifican.

Para el diseño de las redes de adaptación, se pueden aplicar soluciones con elementos concentrados o distribuidos, en función de la tecnología disponible, la experiencia del diseñador, las frecuencias de funcionamiento y el circuito elegido. Además, los programas de síntesis, si están disponibles, se utilizan para determinar la topología del circuito y los componentes, teniendo en cuenta que las topologías ideales deben exceder las especificaciones de diseño, ya que la performance real normalmente tiende a empeorar el caso idealizado.

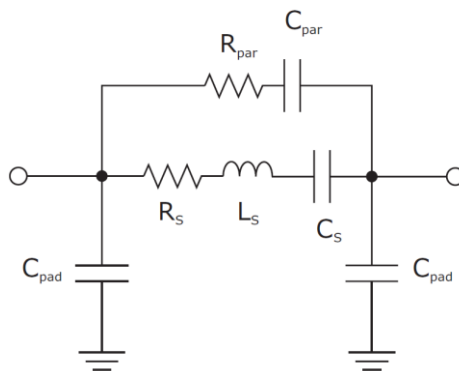


Fig. 7.7 Modelo físico de un capacitor chip.

En este paso, los elementos pasivos ideales preliminares (considerados como elementos puros y sin pérdida, por ejemplo, inductancias, capacitancias y LT) deben ser reemplazados por modelos exactos de sus implementaciones físicas. En los simuladores están normalmente representados por circuitos equivalentes, es decir, subcircuitos compuestos de varios elementos concentrados y o distribuidos. Como ejemplo, un capacitor chip MIM (Metal Insulator Metal) puede estar modelado por un circuito más complejo tal como el mostrado en

la Fig. 7.7, que tiene en cuenta los efectos inductivos de los terminales y las pérdidas tanto en los metales de del capacitor como en el dieléctrico.

Por lo general, los modelos exactos de los componentes ideales ya están implementadas en el simulador y dependen estrechamente del sustrato seleccionado, o pueden ser suministrados como kits de diseño, directamente por el fabricante o vendedor del componente.

Reemplazando, uno por vez, cada elementos ideal por su modelo de equivalente de circuito, el diseñador pueda ir evaluando la influencia de cada modificación, pudiendo logra mejoras en algunos aspectos prácticos, o descubrir alguna situación crítica que deba ser considerada, tal como una resonancia no deseada, u otro problema. Es conveniente ir realizando ajustes sobre los valores de los componentes ideales que aún no han sido reemplazados por los modelos reales para que la performance del circuito no se aleje de las especificaciones de diseño. Al final de este procedimiento, se obtiene un circuito esquemático más exacto y realista antes de emprender el diseño de la placa o circuito integrado.

En esta fase, el diseñador tiene que tener en cuenta varias reglas de diseño, determinadas principalmente por el proceso de fabricación, por ejemplo separación entre capas, distancias entre trazas, etc. Por otra parte, las trazas de metal para interconectar los dispositivos físicos se deben realizar en forma de líneas de transmisión y uniones, y simulados para analizar sus efectos, si es necesario con un simulador EM.

Antes de completar el diseño, se tiene que realizar el análisis de sensibilidad para asegurarse de que el amplificador cumplirá todos los requerimientos eléctricos (niveles de potencia de salida, ancho de banda, etc.), independientemente de las variaciones que pudieran producirse en el proceso de fabricación. Un enfoque posible consiste en considerar los valores de cada componente con sus tolerancias físicas como variables aleatorias independientes. Se asigna una banda de valores para cada variable aleatoria, y el simulador itera el cálculo tomando muestras aleatorias de las variables dentro de los intervalos. Este tipo de análisis se lo denomina Monte Carlo. Un resultado ideal de la análisis de Monte Carlo sería que el circuito satisface todas las especificaciones para cualquier combinación de los valores de las variables aleatorias. En este paso, se podría aún mejorar en algo la performance realizando una optimización de los parámetros y componentes del circuito, o volver hacia atrás a la selección de la topología del circuito y buscar alguna más adecuada o robusta.

Con este análisis estadístico el diseño del amplificador finaliza, y se continua con la etapa de fabricación para su realización física.

Ya una vez el amplificador implementado, se realizan pruebas eléctricas para verificar su performance.

Si los resultados no son satisfactorios, se realiza ingeniería inversa buscando encontrar la causa de la falla, malfuncionamiento o cualquier punto crítico del diseño. En este caso, si fuera posible se realiza un ajuste post procesamiento, como puede ser el caso en el diseño de un MIC híbrido, al que un componente del circuito se lo modifica ligeramente con el fin de que la performance del circuito satisfaga las especificaciones de diseño. De lo contrario, será necesario realizar en re-diseño de las redes de adaptación teniendo en cuenta la información surgida de la ingeniería inversa y la pruebas realizadas en la primera realización.

Hay que tener en cuenta que una actividad primordial en el diseño de AP es encontrar las condiciones óptimas de carga para ambos puertos del dispositivo activo. Por desgracia, ese paso puede consumir mucho tiempo, si no se realiza adecuadamente. A continuación se analizarán algunos de los conceptos básicos y directrices de diseño que se han convertido en obligatorias para disminuir el tiempo de diseño.

### **7.3 Análisis simplificado**



El primer paso en el procedimiento que nos permitirá reunir alguna información cuantitativa de la performance principal de un dispositivo dado, es la adopción de un modelo de dispositivo activo simplificado. La información que normalmente se puede obtener con este análisis es la potencia de salida máxima teórica, el rendimiento para las diferentes condiciones de polarización y las correspondientes cargas óptimas.

Por consiguiente, el dispositivo activo se modela por medio de un circuito equivalente simplificado, donde la fuente de corriente controlada de drenador-surtidor (FET) o de colector-emisor (BJT) es lo único que se supone no lineal, no teniendo en cuenta en una primera aproximación, todos los elementos parásitos y de retroalimentación, Fig. 7.8.

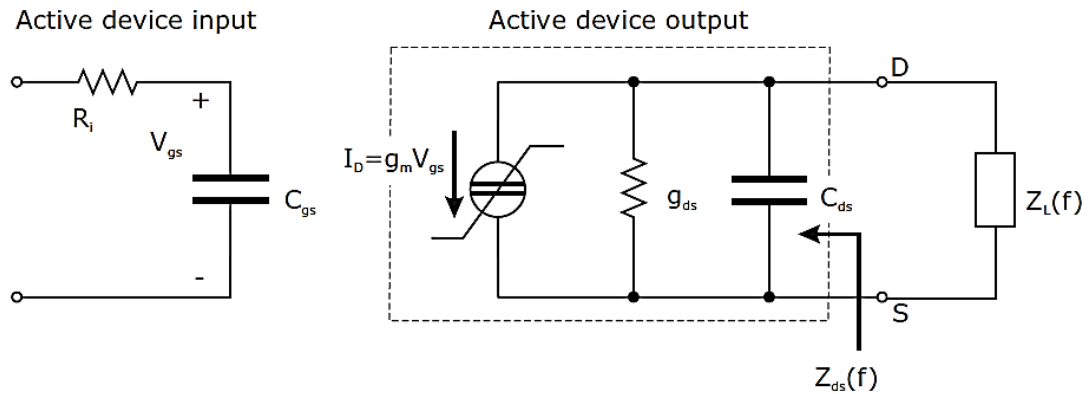


Fig. 7.8 Circuito equivalente del FET para un análisis simplificado.

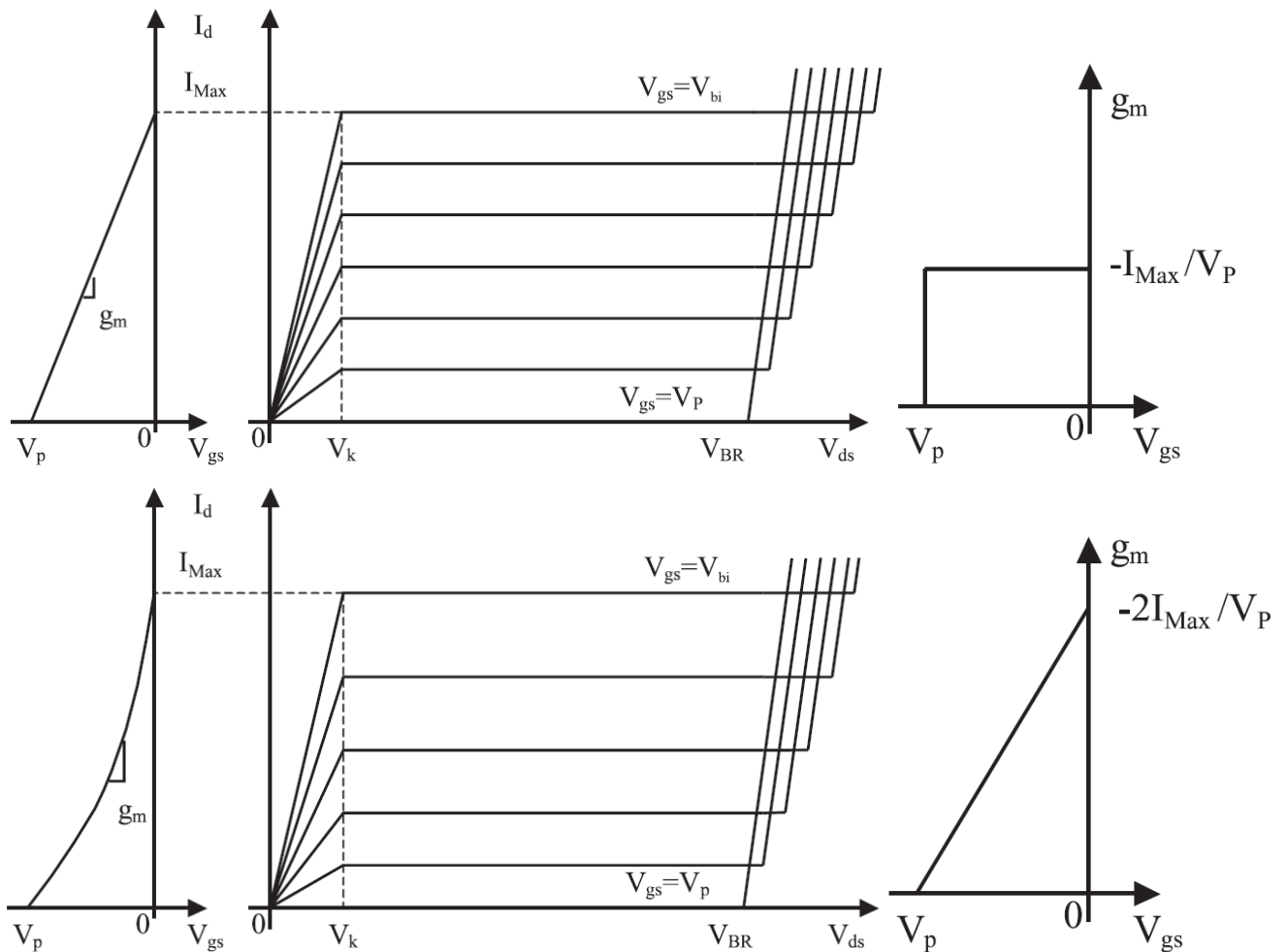


Fig. 7.9 Aproximación lineal por tramos de las características de salida de un dispositivo con transconductancia constante (arriba) y lineal (abajo).

Las características de salida del dispositivo activo son habitualmente reemplazadas por su aproximación lineal por tramos. Un ejemplo de un modelo de este tipo está representado en la Fig. 7.9 para el caso de una transconductancia  $g_m$  constante (separación igualmente espaciada de las curvas características de salida, arriba), o transconductancia lineal del dispositivo (transconductancia linealmente creciente, abajo).

Haciendo referencia a la Fig. 7.9,  $V_k$  es la tensión de rodilla (knee), que marca la transición entre las regiones óhmica y de saturación,  $V_{BR}$  indica la tensión de ruptura (de la juntura drenador-compuerta),  $I_{Max}$  la corriente máxima de drenador (para la cual el canal está totalmente abierto, es decir  $V_{gs} = V_{bi}$ ), y  $V_p$  es la tensión de estrangulamiento (pinch-off) del dispositivo. Estas son las suposiciones que normalmente se consideran relativas al modelo de dispositivo activo.

Se agregan otras suposiciones en relación con los circuitos de adaptación externos. Se impone que la adaptación a la impedancia de entrada del dispositivo sea conjugada, para que sea máxima la transferencia de potencia desde la fuente externa hacia el dispositivo. Esta condición, impuesta a un modelo de dispositivo simplificado, es completamente equivalente a la adaptación que se realiza a la entrada de un dispositivo lineal, ya que la no linealidad de la entrada del dispositivo es reemplazada por su aproximación lineal.

En cuanto a la red de adaptación de salida, se supone como carga una red paralela R-L, como se muestra en la Fig. 7.10.

Suponiendo un modelo de transconductancia constante (Fig. 7.9, arriba), polarización Clase A, y una excitación del dispositivo que no exceda su límite de comportamiento lineal (es decir, sin saturar en regímenes no lineales), se espera que el comportamiento sea cuasi-lineal.

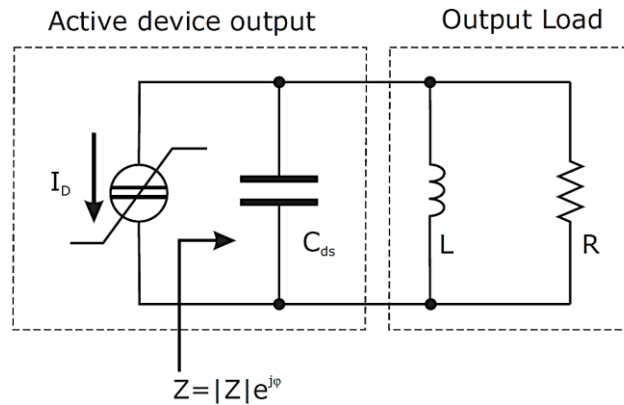


Fig. 7.10 Circuito equivalente de la salida de un dispositivo FET para un análisis simplificado.

En este caso, suponiendo una impedancia de carga de la fuente de corriente de la forma

$$Z = |Z| \cdot e^{j\phi} \quad (7)$$

entonces la formas de onda de la corriente y la tensión de salida quedan expresadas como

$$i_d(t) = I_p \cdot \cos(\omega t) \quad (8)$$

$$v_{ds}(t) = |Z| \cdot I_p \cdot \cos(\omega t + \phi) = V_p \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (9)$$

donde  $I_p$  y  $V_p$  son las amplitudes de las correspondientes formas de onda.

Asumiendo una tensión de polarización del dispositivo  $V_{ds,DC}$ , los máximos valores posibles de las amplitudes de la corriente y la tensión son

$$I_{p,max} = \frac{I_{Max}}{2} \quad (10)$$

$$V_{p,max} = V_{ds,DC} - V_k \quad (11)$$

la potencia instantánea  $p(t)$  se obtiene fácilmente

$$p(t) = i_d(t) \cdot v_{ds}(t) = I_P \cdot V_P \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (12)$$

la potencia promedio  $P_{RF}$  se calcula integrando (12) sobre un período de la señal

$$P_{RF} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{2} I_P \cdot V_P \cdot \cos(\varphi) \quad (13)$$

A partir de (13) es claro que la potencia de salida máxima (y por lo tanto el rendimiento, ya que la potencia de alimentación de CC es constante) se logra cuando  $\varphi = 0$ , esto es, si la terminación que carga la fuente de corriente controlada es puramente resistiva. La curva de carga resultante en este caso se representa a la izquierda en la Fig. 7.11.

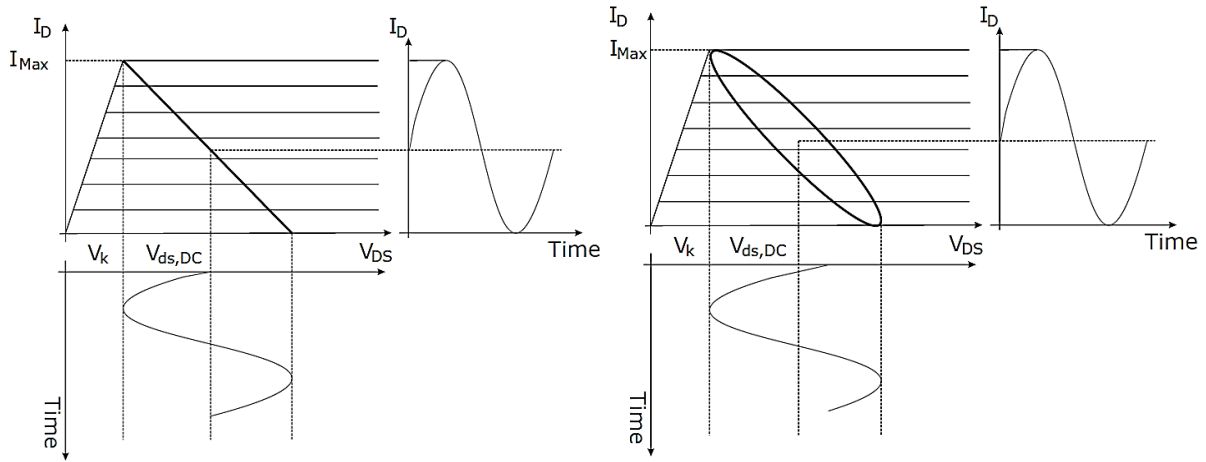


Fig. 7.11 Curvas de carga para polarización Clase A, a la izquierda, la fuente de corriente se termina en una carga óptima (puramente resistiva) y a la derecha se muestra terminada con una carga compleja.

La parte reactiva de la carga de la fuente de corriente (resultante de la combinación de la carga inductiva externa y la capacidad de salida del dispositivo interno), contribuye a la potencia reactiva, esta contribución modifica la forma de la curva de carga real, transformándolo en una elipse, como se muestra en la parte derecha de la Fig. 7.11. Este efecto en realidad disminuye la potencia máxima que puede ser entregada a una carga física ya las limitaciones del dispositivo activo ocurren para una potencia de entrada inferior.

Entonces, una primera hipótesis de diseño no lineal, consiste en la imposición de la carga vista por la fuente controlada de corriente sea puramente resistiva, para funcionamiento con máxima potencia y máximo rendimiento (al menos en condiciones de polarización Clase A).

Con polarización Clase A y condición de carga intrínseca óptima, la potencia de salida, la potencia de alimentación de CC y el rendimiento de drenador se estiman usando las limitaciones físicas del dispositivo que imponen un límite superior a la corriente y a la excursión de tensión, obteniéndose entonces

$$R_A = 2 \frac{V_{ds,DC} - V_K}{I_{Max}} \quad (14)$$

$$P_{RF,A} = \frac{1}{2} \frac{I_{Max}}{2} \cdot (V_{ds,DC} - V_K) \quad (15)$$

$$P_{DC,A} = V_{ds,DC} \frac{I_{Max}}{2} \quad (16)$$

$$\eta_A = \frac{1}{2} \cdot (1 - \chi) \quad (17)$$

donde

$$\chi = \frac{V_K}{V_{ds,DC}} \quad (18)$$

Vale la pena tener en cuenta, a partir de ( 17 ), que la tensión de rodilla del dispositivo  $V_k$  afecta fuertemente al máximo rendimiento teórico, especialmente si el diseño es para un sistema que tiene baja tensión de alimentación, ya que impone que  $V_{ds,DC}$  también lo sea.

Para una polarización que no es Clase A se asume que la carga de la fuente de corriente intrínseca es puramente resistiva, tanto para la frecuencia fundamental como para todas las frecuencias. Una carga de estas características implica una elección adecuada de la terminación externa, compensando, en la frecuencia fundamental y en los armónicos, los efectos capacitivos del dispositivo intrínseco.

En el caso de transconductancia  $g_m$  constante, las curvas de carga resultante para Clase A y B se muestran en la Fig. 7.12 . Se observa que con la condición supuesta de carga las formas de onda de la corriente y de la tensión son similares, con sólo un cambio de fase de  $180^\circ$ , debido al sentido convencional de la corriente asumido en la Fig. 7.10.

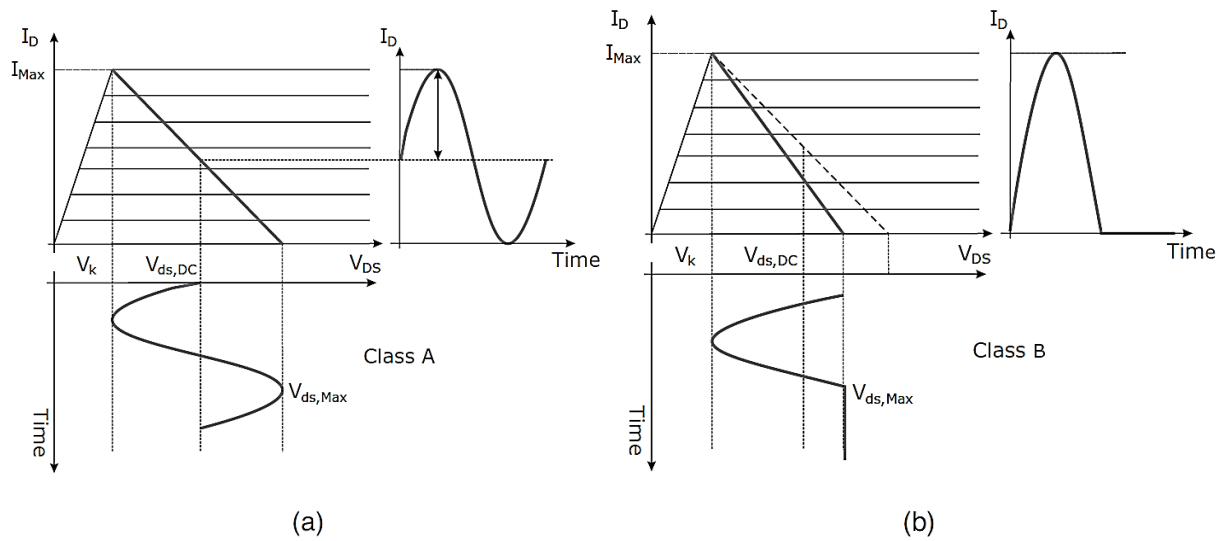


Fig. 7.12 Funcionamiento en Clase A (a) y B (b) en condiciones de carga resistiva pura.

En el caso de polarización Clase B ( $I_{d,DC} = 0$ ), la expresión de la forma de onda de corriente queda

$$I_d(t) = \begin{cases} I_{Max} \cdot \cos(\omega t) & -\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{de otra manera} \end{cases} \quad (19)$$

la componente de CC y el armónico fundamental son fácilmente evaluados

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} I_{Max} \cdot \cos(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{I_{Max}}{\pi} \quad (20)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} I_{Max} \cdot [\cos(\omega t)]^2 \cdot d(\omega t) = \frac{I_{Max}}{2} \quad (21)$$

En forma similar, la forma de onda de la tensión para máxima excursión está representada por

$$V_{ds}(t) = \begin{cases} V_{ds,Max} - (V_{ds,Max} - V_k) \cdot \cos(\omega t) & -\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \\ V_{ds,Max} & \text{de otra manera} \end{cases} \quad (22)$$

Además, considerando que la componente de CC es igual a la tensión de alimentación de CC

$$V_{ds,DC} = \frac{(\pi - 1) \cdot V_{ds,Max} + V_k}{\pi} \quad (23)$$

el componente del armónico fundamental queda

$$V_1 = \frac{V_{ds,Max} - V_k}{2} = \frac{(V_{ds,DC} - V_k)}{2} \frac{\pi}{\pi - 1} \quad (24)$$

En consecuencia, la carga resistiva óptima,  $R_L$ , junto con la máxima tensión drenador- surtidor ( $V_{DS,max}$ ), potencia disipada ( $P_{dis}$ ), rendimiento de drenador ( $\eta$ ) y la potencia de salida a la frecuencia fundamental ( $P_{out}$ ), se pueden calcular con las formulas de la la Tabla 7.1 para una transconductancia  $g_m$  supuesta constante (las fórmulas para transconductancia lineal son diferentes).

Tabla 7.1 Performance de un AP Clase A y B con dispositivo único, carga resistiva y transconductancia constante.

Clase de polarización	A	B
$R_{L,opt} [\Omega]$	$R_A$	$\frac{\pi}{\pi - 1} \cdot \frac{R_A}{2}$
$V_{ds,Max} [V]$	$V_{ds,DC} + (V_{ds,DC} - V_k)$	$V_{ds,DC} + \frac{(V_{ds,DC} - V_k)}{\pi - 1}$
$P_{out} [W]$	$\frac{(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{4}$	$\frac{\pi(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{8 \cdot (\pi - 1)}$
$\eta [\%]$	$50 \cdot (1 - \chi)$	$58 \cdot (1 - \chi)$
$P_{dis} [W]$	$\frac{(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{4}$	$\frac{(0.4V_{ds,DC} + 0.87V_k) \cdot I_{Max}}{4}$

Se pueden realizar algunas observaciones sobre los resultados de esta tabla. Es claro que la potencia de salida depende directamente de la máxima tensión y máxima corriente al que está sometido el dispositivo activo, es decir,  $I_{Max}$  y  $V_{BR}$  (implícito en la Tabla 7.1 por el límite impuesto por la tensión de ruptura a la máxima tensión de drenador-surtidor  $V_{ds,Max}$  y por ende a  $V_{ds,DC}$ ).

El límite impuesto por la máxima corriente del dispositivo se puede incrementar escalando la periferia del dispositivo (hay varias formas) y/o mediante el uso de una arquitectura adecuada para la combinación de dispositivos.

Otra solución viable para el aumento de la potencia de salida consiste en aumentar la excursión de la tensión de salida, incrementando la tensión de ruptura del dispositivo. Desafortunadamente esto depende de las propiedades del material y el proceso de fabricación del dispositivo. Existe un interés creciente en el uso de materiales de banda prohibida ancha (por ejemplo, el nitruro de galio GaN y carburo de silicio SiC), este hecho está motivado por las altas tensiones de ruptura exhibidas por tales aleaciones, con valores en el orden de cientos de voltios en contraste con las pocas decenas de voltios para los tradicionales FET de GaAs.

Por otro lado, como se muestra en la Tabla 7.1, el rendimiento de drenador y la potencia de salida están también limitados por la presencia de una tensión de rodilla  $V_k$  no despreciable. El efecto negativo de  $V_k$  es bastante importante si el AP tiene que ser alimentado por una tensión baja, como es el caso de los teléfonos móviles y en general cualquier equipo de transmisión portátil alimentado por una batería. En estos equipos la consigna más importante en el diseño es el tamaño y el peso, esto restringe la elección de las baterías a que sean pequeñas y

livianas. En estos casos solo unos pocos voltios están disponibles para polarizar el AP, la tensión de rodilla tiene un gran impacto en la excursión de la tensión de salida del dispositivo.

En los dispositivos CMOS, la tensión de rodilla puede ser de dos a tres veces mayor que la de los transistores de potencia típicos. Como ejemplo, suponiendo una tensión de alimentación de 3 V y una tensión de rodilla de 0,9 V del dispositivo activo, el AP funcionando en Clase A baja su rendimiento desde el ideal del 50% hasta un modesto 35% (ver en Tabla 7.1, Clase A, con  $\chi = 0,7$ ).

#### 7.4 Amplificador con carga sintonizada

Hasta ahora, se han considerado dos casos simples de AP, los Clase A y B, suponiendo a la salida de la fuente de corriente intrínseca una carga resistiva pura. La performance de la potencia de salida y el rendimiento se pueden mejorar haciendo uso de estrategias más sofisticadas, incluyendo la sintonización armónica o regímenes de funcionamiento en modo de conmutación. Un ejemplo simple del primer enfoque consiste en el uso de una carga sintonizada (TL, Tuned Load) a la salida de la etapa de potencia. Esta condición de carga se introduce principalmente como referencia para la comparación con otros esquemas más atractivos y eficientes que se analizarán posteriormente.

Con referencia a la Fig. 7.13, el funcionamiento TL consiste en la cargar la salida del dispositivo activo con terminación en cortocircuito para las frecuencias armónicas. Esta condición de carga permitirá maximizar las excursiones de tensión y corriente en frecuencia fundamental.

Como en el análisis anterior, se supone que la salida del dispositivo activo funciona una fuente de corriente controlada por tensión (FET) o corriente (BJT), además para dar simplicidad al análisis se supone una transconductancia constante.

La forma de onda de corriente de salida, puede ser descrita como una senoide truncada tal como se representa gráficamente en la Fig. 7.14.

$$I_D(t) = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \cdot \left[ \cos(\omega \cdot t) - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) \right] & \text{si } |\omega t| \leq \frac{\Phi}{2} \\ 0 & \text{de otra manera} \end{cases} \quad (25)$$

donde  $\omega = 2\pi f$ , y  $\Phi$  el ángulo de conducción de corriente de drenador (CCA).

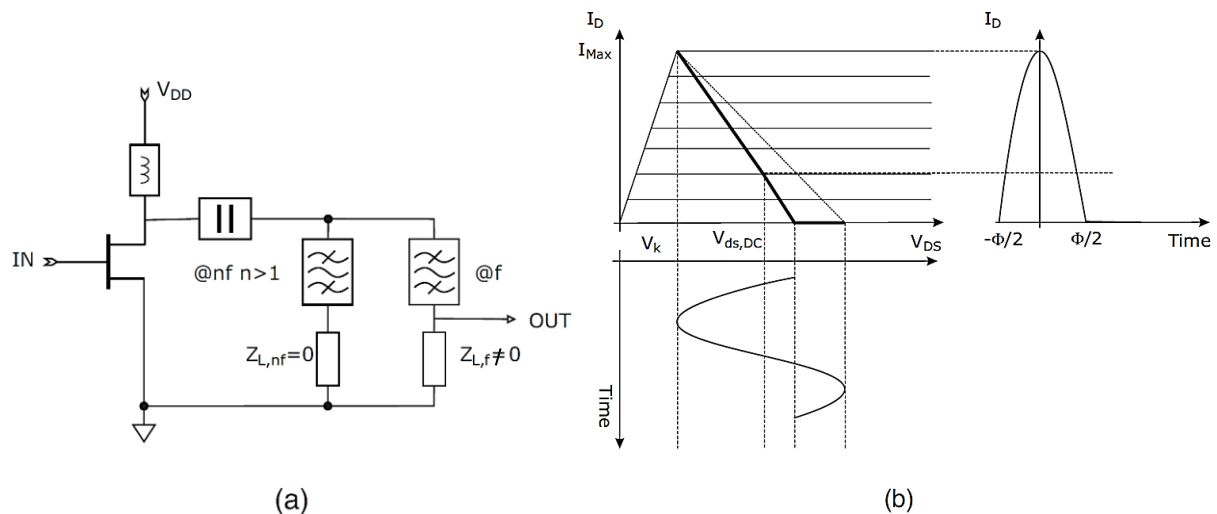


Fig. 7.13 Esquema de un AP con carga sintonizada (a) junto con formas de onda de tensión y de corriente típicas relacionadas con la característica lineal por tramos de la salida del dispositivo (b). (en (b)  $Z_{L,f} \neq 0$ ).

El CCA se puede relacionar con la relación  $\xi$  entre la corriente de polarización de CC y el valor máximo alcanzable  $I_{Max}$ , esto es

$$\cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) = \frac{\xi}{\xi - 1} \quad (26)$$

donde

$$\xi = \frac{I_{d,DC}}{I_{Max}} \quad (27)$$

En el esquema TL, la tensión de drenador, debido a las terminaciones en cortocircuito para las frecuencias armónicas es una forma de onda puramente senoidal

$$v_{DS} = v_{ds,DC} - V_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (28)$$

la curva de carga para un caso genérico Clase AB se muestra en Fig. 7.13(b).

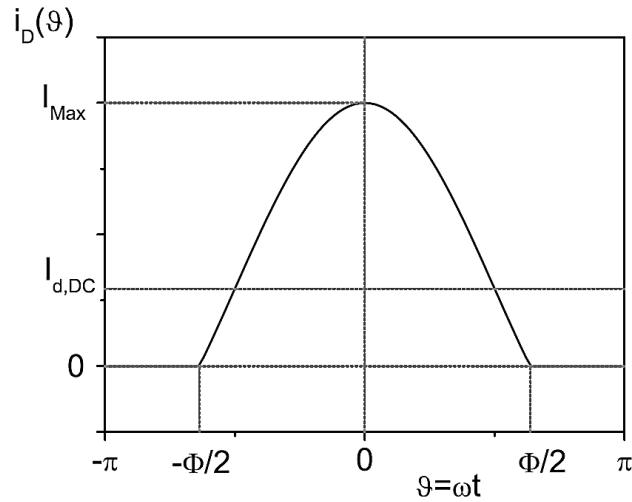


Fig. 7.14 Forma de corriente de salida suponiendo la transconductancia  $g_m$  constante.

Tenga en cuenta que si se considera un dispositivo real se producen muchas desviaciones en el comportamiento en relación con uno ideal. Una causa es debida a los elementos parásitos del dispositivos que impiden que las terminaciones en cortocircuito para las frecuencias armónicas se conecten en forma directa con la fuente de corriente, modificando drásticamente la forma de onda resultante. Pero por otro lado, el comportamiento capacitivo intrínseco de la salida del dispositivo tiende a cortocircuitar eficazmente las corrientes armónicas de alta frecuencia. Por ahora estos efectos de segundo orden no se tienen en cuenta.

La forma de onda de la corriente de salida se puede expandir en sus componentes de la serie de Fourier

$$i_D(t) = I_0 + I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + I_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) + \dots \quad (29)$$

donde los coeficiente  $I_n$  están dados por

$$I_D(t) = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} & n = 0 \\ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} & n = 1 \\ \frac{2 \cdot I_{Max}}{\pi} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\Phi}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) - n \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) \cdot \cos\left(n \cdot \frac{\Phi}{2}\right)}{n \cdot (n^2 - 1) \cdot \left[1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)\right]} & n \geq 2 \end{cases} \quad (30)$$

La componentes de corriente de drenador, CC, fundamental, segundo y tercer armónico, normalizados con  $I_{Max}$ , en función del CCA  $\Phi$ , se grafican en la Fig. 7.15.

La componente de frecuencia fundamental de la corriente de drenador es una función que depende CCA y de  $I_{Max}$ . La componente fundamental de la tensión de drenador  $V_I$  está relacionada con la componente de frecuencia fundamental por la impedancia de carga  $Z_{L,f}$ .

Con el fin de maximizar la amplitud de la oscilación de la tensión de salida y, por tanto, la generación de energía activa se debe elegir una terminación puramente resistiva, como carga de la fuente de corriente intrínseca de la Fig. 7.10. Si el dispositivo está polarizado con una tensión  $V_{ds,DC}$ , la máxima amplitud de tensión de salida de la frecuencia fundamental está determina por por los límites físicos del dispositivo, dada por

$$V_{1,Max} = V_{ds,DC} - V_k \quad (31)$$

obteniéndose para la carga óptima en frecuencia fundamental  $R_{TL}$  la siguiente expresión

$$R_{TL}(\Phi) = R_A \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{\Phi - \sin(\Phi)} \quad (32)$$

donde el valor de  $R_A$  dado por ( 14 ), es la resistencia óptima en el caso de carga resistiva, o adaptación por línea de carga (o adaptación de potencia), para el caso de un AP Clase A (Tabla 7.1).

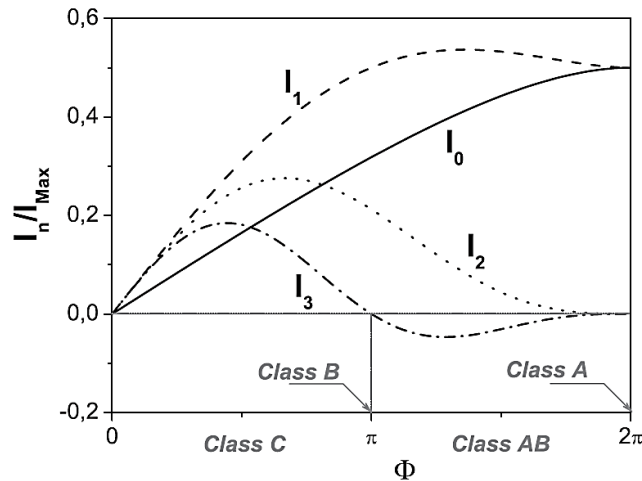


Fig. 7.15 Componentes de Fourier  $I_0, I_1, I_2, I_3$ , normalizadas a la corriente máxima  $I_{Max}$ , en función de  $\Phi$  el ángulo de conducción de corriente de drenador (CCA).

De la misma manera, se obtienen fácilmente la potencia de CC  $P_{DC,TL}$ , la potencia de salida a la frecuencia fundamental  $P_{RF,TL}$  y el rendimiento de drenador  $\eta_{TL}$ , también normalizados respecto a los valores de Clase A dados por las ecuaciones ( 15 ) a ( 17 ).

$$P_{DC,TL} = I_0 \cdot V_{ds,DC} = \frac{P_{DC,A}}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \quad (33)$$

$$P_{RF,TL} = \frac{I_1 \cdot V_1}{2} = \frac{P_{RF,A}}{\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \quad (34)$$

$$\eta_{TL} = \frac{P_{RF,TL}}{P_{DC,TL}} = \eta_A \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{2 \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \quad (35)$$

Las cantidades anteriores, son funciones del CCA  $\Phi$  normalizadas respecto a la clase A, y están graficadas en la Fig. 7.16.



A continuación, se discuten brevemente los resultados con carga sintonizada TL. En primer lugar, polarizando en Clase AB con TL hay un aumento de la potencia de salida respecto al diseño de referencia Clase A, este incremento se mantiene hasta Clase B. Un Clase B con carga resistiva simple (no TL) tiene una potencia de salida menor que la polarización Clase A (ver Tabla 7.1, no hay gráficos pero  $P_{out,ClassB}=0,733P_{out,ClassA}$ ).

Claramente, tal resultado no tiene en cuenta la performance de la ganancia, ya que se supone una excursión de salida máxima, independientemente del nivel de excitación necesario. En particular, como se demostrará más adelante, para polarización Clase A y Clase B, se obtiene la misma potencia de salida, pero para el Clase B, la potencia de entrada debe ser 6 dB mayor que para el Clase A.

En segundo lugar, con polarización Clase AB, la carga óptima exhibe una dependencia débil con el ángulo de conducción de la corriente, lo que permite casi la misma carga resistiva mientras la polarización se mueve de Clase A a Clase B.

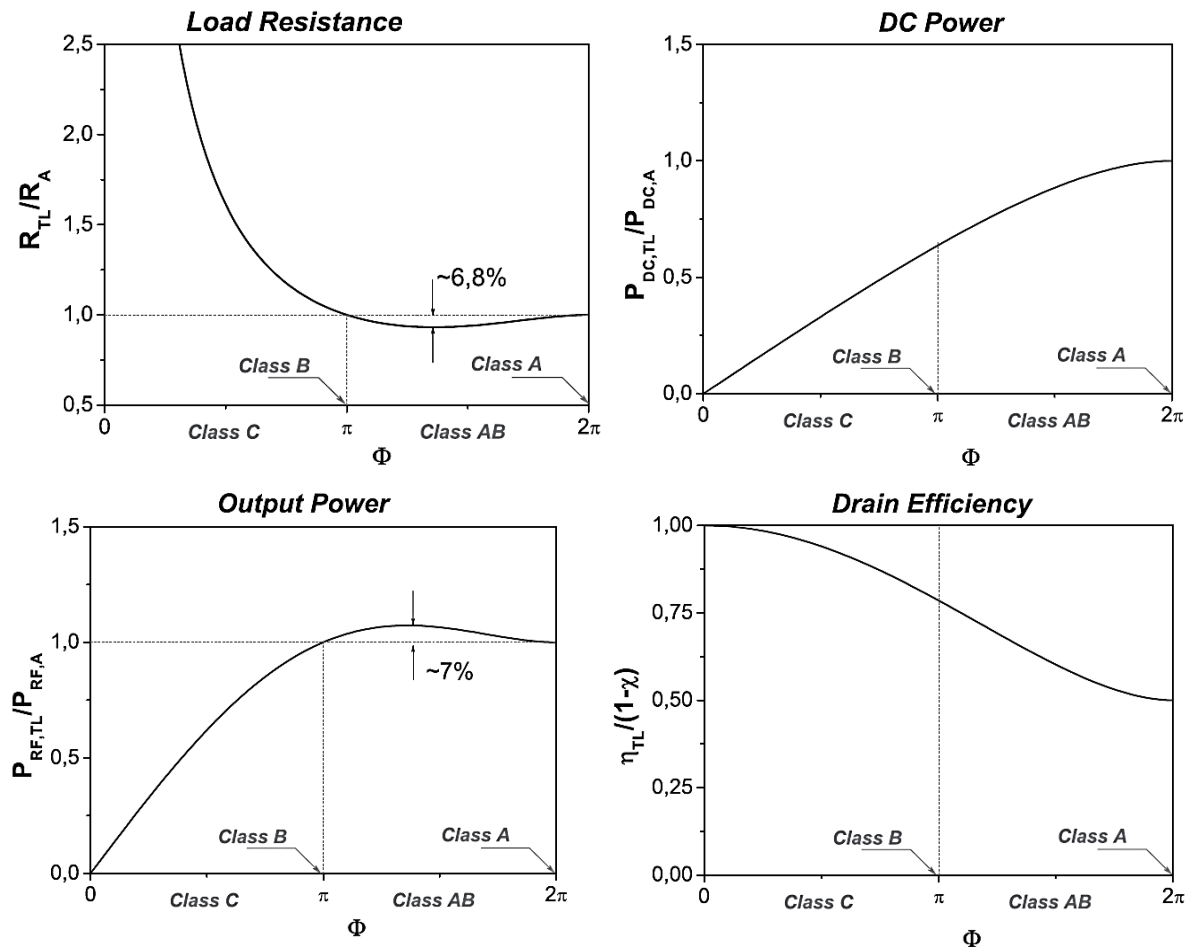


Fig. 7.16 Carga óptima  $R_{TL}$ , potencia de CC  $P_{DC,TL}$  y potencia de salida  $P_{RF,TL}$  para funcionamiento con carga sintonizada, normalizado a las cantidades correspondientes Clase A y el rendimiento de drenador  $\eta_{TL}$ .

El rendimiento aumenta en forma constante con la disminución del CCA, con un valor límite que duplica el máximo de la Clase A máximo (100% es límite teórico máximo del rendimiento). Esto es cierto, sólo en una primera aproximación, ya que las suposiciones simplificadas que se realizaron sobre las características del dispositivo imponían una tensión de ruptura constante, independientemente de la polarización de la compuerta del dispositivo, sin embargo los dispositivos reales presentan una tensión de ruptura máxima de la unión drenador puerta, por lo que si se polariza más allá del estrangulamiento, la tensión de ruptura drenador surtidor disminuye con la polarización negativa de la puerta respecto al surtidor

$$V_{BR,ds} = V_{BR,gd} + V_{gs} \quad (36)$$

Finalmente la potencia disipada en el dispositivo activo,  $P_{diss,TL}$ , se puede calcular integrando y promediando sobre un período el producto tensión corriente del dispositivo, lo que resulta la siguiente expresión, graficada en la Fig. 7.17

$$P_{diss,TL} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_D(\theta) \cdot v_{DS}(\theta) \cdot d\theta =$$

$$= \frac{P_{DC,A}}{\pi} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) \cdot \left[2 + \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)\right] - \frac{\Phi}{2} \cdot \left[1 + 2 \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)\right]}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \quad (37)$$

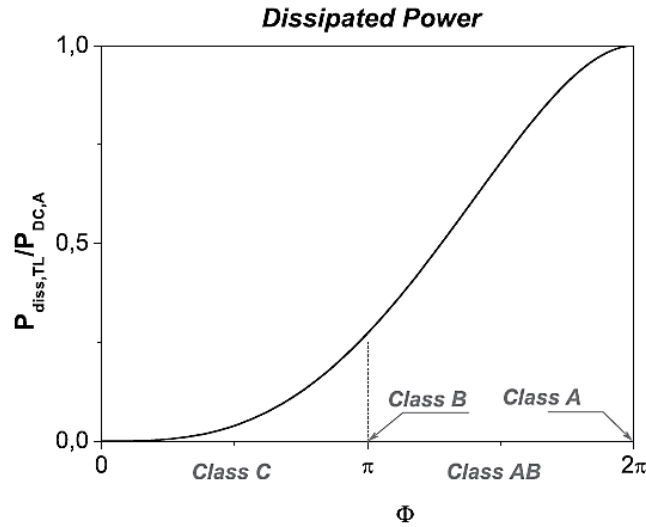


Fig. 7.17 Potencia disipada sobre el dispositivo activo  $P_{diss,TL}$  para funcionamiento con carga sintonizada, normalizada con la potencia disipada en Clase A en función del CCA de drenador.

Como era de esperar, al pasar de Clase A hacia Clase C disminuye la potencia disipada en el dispositivo activo, y por lo tanto, aumenta el rendimiento correspondientemente.

Respecto a la terminación de entrada del dispositivo, la carga de la entrada a la frecuencia fundamental se elige buscando obtener la máxima transferencia de potencia al dispositivo activo, es decir adaptación conjugada. Esta condición garantiza la máxima ganancia para una carga de salida dada, garantizando al mismo tiempo una mínima pérdida de retorno de entrada (esto es posible siempre que el dispositivo sea incondicionalmente estable).

Debe quedar claro que para niveles moderados de excitación, la entrada del dispositivo es medianamente no lineal, la adaptación conjugada debe ser obtenida bajo un régimen de funcionamiento de gran señal, y por lo tanto la condición de máxima transferencia de potencia depende del nivel de la potencia de entrada.

Para evaluar la ganancia de potencia esperada en función del CCA, hay que considerar de nuevo a la Clase A. En este caso, cuando se obtienen las máximas excursiones de la corriente y de la tensión de salida, la potencia de salida es

$$P_{out,A} = \frac{1}{2} R_A \cdot \left(\frac{I_{Max}}{2}\right)^2 = G_A \cdot P_{in,A} \quad (38)$$

mientras que la amplitud de la correspondiente señal de entrada, en el caso de un dispositivo FET la excursión de tensión de entrada  $v_{gs,A}$ , está relacionada con la amplitud de corriente por

$$\frac{I_{Max}}{2} \propto v_{gs,A} \propto \sqrt{P_{in,A}} \quad (39)$$

En forma similar para una polarización genérica Clase AB, identificada por su valor del CCA, la potencia de salida máxima es

$$P_{out,AB} = \frac{1}{2} R_{TL}(\Phi) \cdot I_1^2 = \frac{1}{2} R_{TL}(\Phi) \cdot \left[ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \right]^2 = G_{AB} \cdot P_{in,AB} \quad (40)$$

mientras que la amplitud de la onda de la corriente de salida está dada por

$$\frac{I_{Max}}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \propto v_{gs,AB} \propto \sqrt{P_{in,AB}} \quad (41)$$

Entonces, surge la siguiente relación para la potencia de entrada, válida para la el mismo límite de corriente máxima alcanzado en ambos casos

$$P_{in,AB} = P_{in,A} \cdot \left[ \frac{2}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \right]^2 \quad (42)$$

La relación de potencias de salida entre TL (carga sintonizada) y la Clase A de referencia, por lo tanto es

$$\frac{\frac{1}{2} R_A \cdot \left(\frac{I_{Max}}{2}\right)^2}{\frac{1}{2} R_{TL}(\Phi) \cdot \left[ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \right]^2} = \frac{G_A \cdot P_{in,A}}{G_{AB} \cdot P_{in,AB}} \quad (43)$$

y, aplicando ( 42 ), es posible encontrar una expresión para la ganancia, la que esta representada en la Fig. 7.19 como una función del CCA

$$G_{AB} = G_A \cdot \frac{R_{TL}(\Phi)}{R_A} \cdot \left[ \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{2\pi} \right]^2 \quad (44)$$

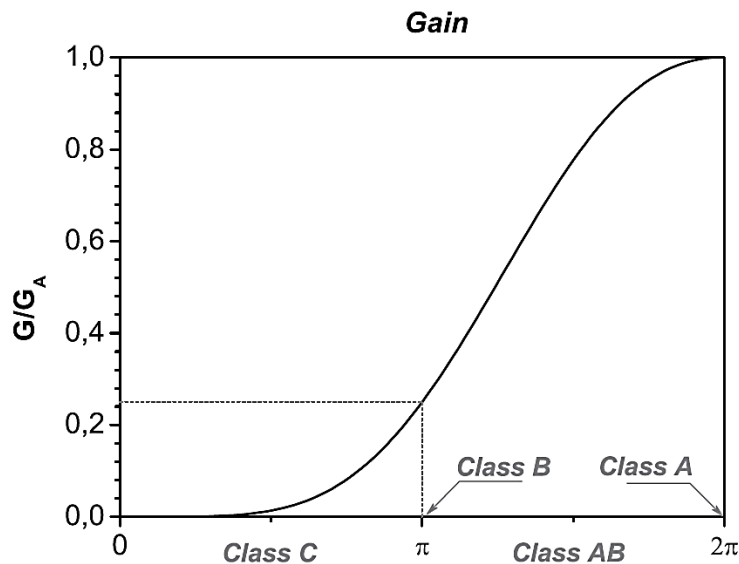


Fig. 7.18 Ganancia de potencia de un AP con carga sintonizada TL normalizada a la ganancia Clase A en función del CCA de drenador.

Los resultados obtenidos, resumidos gráficamente en la figura Fig. 7.19 se comentan a continuación. En primer lugar, mientras que la potencia de salida máxima permanece casi constante mientras cambia el CCA entre Clase A y Clase B, el rendimiento aumenta hacia la Clase B, mientras que, como se esperaba, la ganancia disminuye. Por lo tanto, el diseñador debe optar por una solución de compromiso para la selección del punto de polarización adecuado (aquí representado por el CCA de drenador).

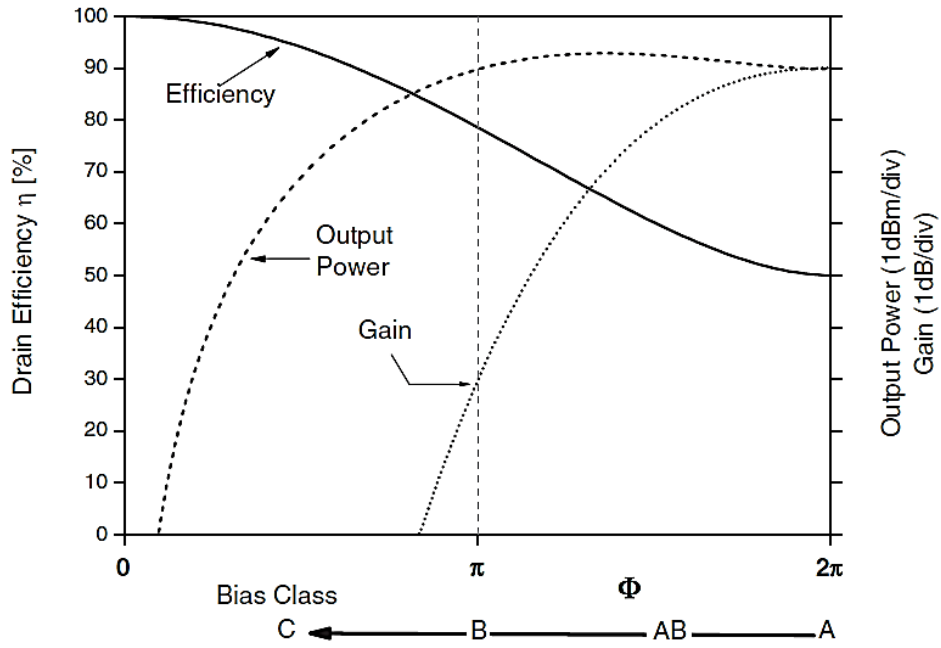


Fig. 7.19 Performance teórica de una AP con carga sintonizada TL en función del CCA de drenador

Ahora, si se considera el rendimiento de potencia agregada, relacionado con el rendimiento de drenador por

$$\eta_{add} = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (45)$$

esta expresión puede ser usada para relacionar el punto óptimo de polarización con el valor de la ganancia de referencia Clase A,  $G_A$ . En otras palabras, para cada valor dado de  $G_A$ , existe un valor óptimo del CCA que hace que  $\eta_{add}$  sea máximo. En la Fig. 7.20 se grafica el comportamiento del CCA versus  $G_A$ .

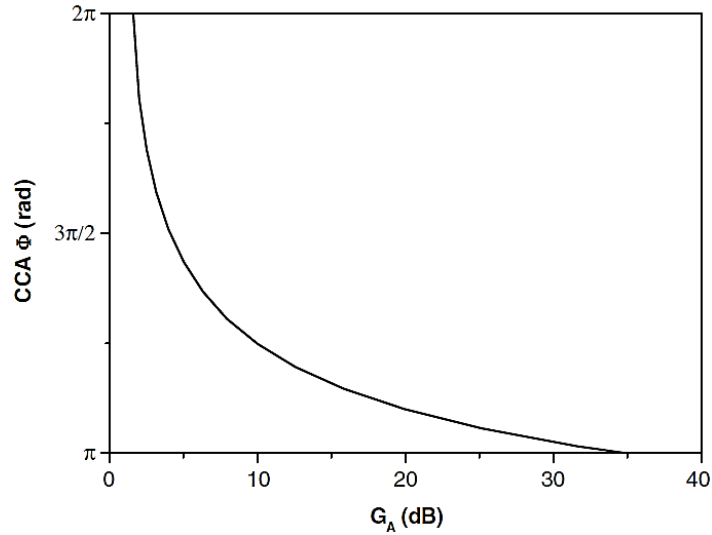


Fig. 7.20 Punto de polarización óptimo para TL que maximiza el rendimiento de potencia agregada  $\eta_{add}$  como una función de la ganancia de referencia  $G_A$  del Clase A.

Una consideración extra surge del análisis de los comportamientos de la potencia de salida y el rendimiento en función de la potencia de entrada, mostrados en la Fig. 7.21. Al desplazarse de Clase A ( $I_{DC}=0,5 \cdot I_{Max}$ ,  $\Phi=2\pi$ ) a Clase B ( $I_{DC}=0 \cdot I_{Max}$ ,  $\Phi=\pi$ ), la potencia de entrada debe ser aumentada para restaurar un comportamiento lineal (es decir una curva de potencia de salida con pendiente constante y unitaria), ver Fig. 7.21 a la izquierda. Una disminución en la potencia de entrada implica una reducción en el rendimiento de drenador como se hace evidente a la derecha de la Fig. 7.21.

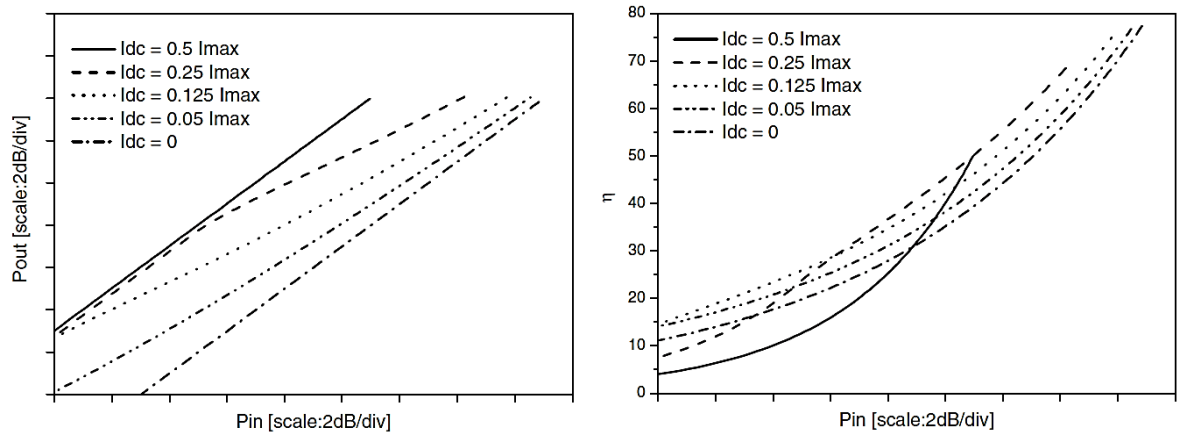


Fig. 7.21 A la izquierda potencia de salida normalizada y a la derecha el rendimiento para un AP con carga sintonizada TL, en función de la potencia de entrada normalizada, para diferentes condiciones de polarización.

El conocimiento de este comportamiento teórico puede servir para estimar la cantidad de potencia requerida para cada punto de trabajo y el rendimiento de drenador correspondiente.

En analogía con los resultados presentados para el caso de la carga resistiva, se muestran en la Tabla 7.2 los parámetros principales de un AP con carga sintonizada, suponiendo una transconductancia constante.

Tabla 7.2 Performance de un AP Clase A y B con dispositivo único, carga sintonizada TL y transconductancia constante.

Clase de polarización	A	B
$R_{L,opt} [\Omega]$	$2 \cdot \frac{(V_{ds,DC} - V_k)}{I_{Max}}$	$\frac{3\pi}{4} \cdot \frac{(V_{ds,DC} - V_k)}{I_{Max}}$
$V_{ds,Max} [V]$	$V_{ds,DC} + (V_{ds,DC} - V_k)$	$V_{ds,DC} + (V_{ds,DC} - V_k)$
$P_{out} [W]$	$\frac{(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{4}$	$\frac{2(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{3\pi}$
$\eta [\%]$	$67 \cdot (1 - \chi)$	$85 \cdot (1 - \chi)$
$P_{dis} [W]$	$\frac{(0,5 \cdot V_{ds,DC} + V_k) \cdot I_{Max}}{4}$	$\frac{(0,15V_{ds,DC} + 0,85V_k) \cdot I_{Max}}{4}$

## 7.5 Ejemplo de diseño de un AP con carga sintonizada

Con el fin de mostrar en forma práctica los resultados obtenidos analizando un AP con carga sintonizada se propone a continuación un diseño de un AP basado en una MESFET de GaAs (fabricado por Selex usando un proceso de fundición de GaAs de 0,5  $\mu\text{m}$ ), caracterizada por una periferia de puerta de 1 mm, cuya fotografía se muestra en la Fig. 7.22.

El dispositivo activo ha sido cuidadosamente modelado mediante el circuito equivalente mostrado en la Fig. 7.23 con datos de mediciones de CC, y mediciones de parámetros S en forma pulsada para múltiples polarizaciones. Las características de salida I-V del dispositivo se presentan en la Fig. 7.24, en línea continua simuladas con el modelo no lineal, y para comparación se sobreponen algunos puntos con valores medidos con CC.

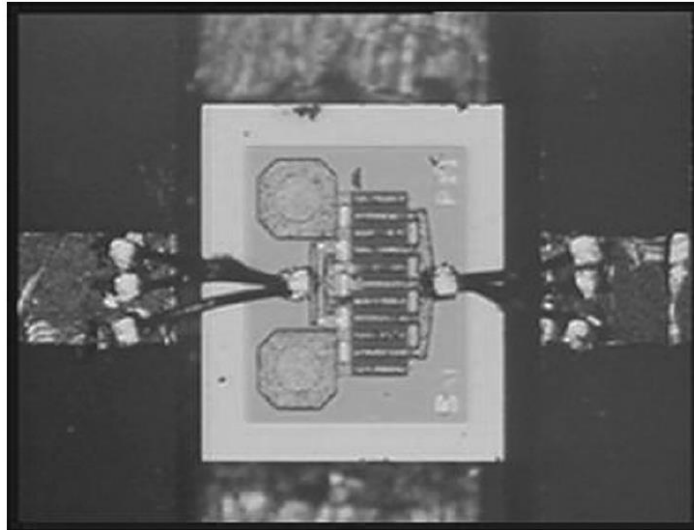


Fig. 7.22 Foto de un dispositivo activo MESFET de GaAs usado para el diseño de un AP con carga sintonizada.

De las características de salida, se estima una tensión de rodilla  $V_k \approx 1,5 \text{ V}$  y una  $I_{Max} \approx 250 \text{ mA}$ . Para diseñar el AP, se selecciona un punto de polarización en  $V_{DD} = 5 \text{ V}$  y  $V_{GG} = -1.5 \text{ V}$ , lo que resulta en una corriente de reposos de aproximadamente  $I_{DC} = 70 \text{ mA} \approx 30\% I_{Max}$  actual (usando ( 27 ) y ( 26 )  $\xi \approx 0,3$  y  $\Phi \approx 4,027 \text{ rad}$ ).

La ecuación ( 32 ) permite estimar un valor para una impedancia puramente resistiva a través de la fuente de corriente intrínseca de  $R_{TL} = 26,2 \text{ ohm}$ . Por otra parte, a partir de ( 34 ) y ( 35 ), se puede anticipar una potencia de salida de 23,7 dBm y un rendimiento de 47,5%.

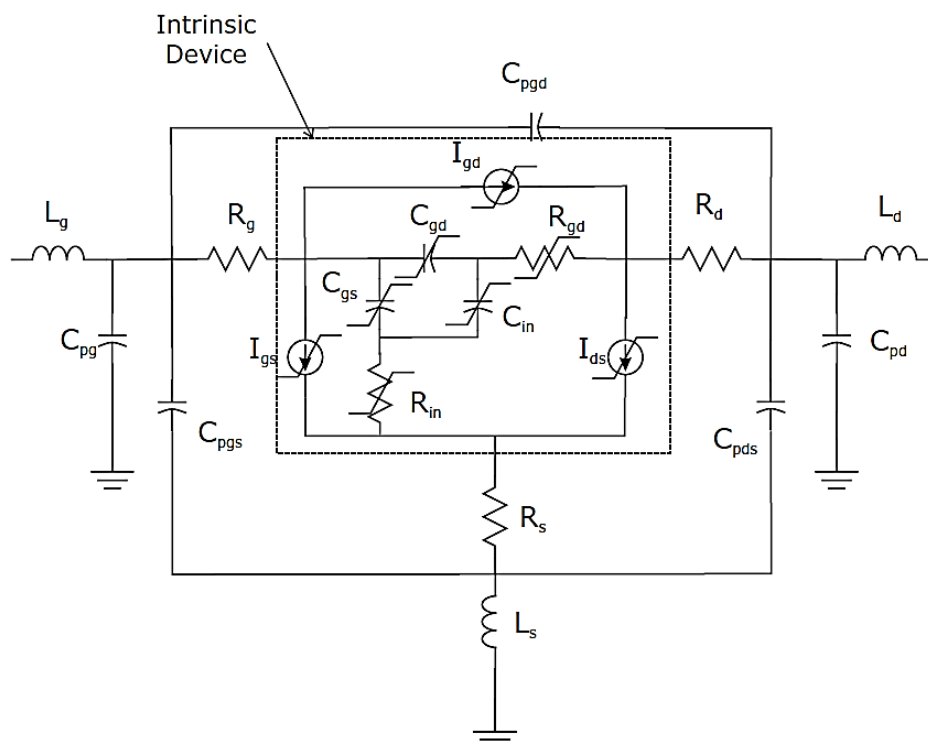


Fig. 7.23 Topología de un modelo de circuito equivalente no lineal

Los valores anteriores se han estimado aplicando expresiones simplificadas derivadas en este capítulo. Es evidente que los valores óptimos reales pueden diferir ligeramente de esta primera aproximación. Por lo tanto después de esta aproximación preliminar se debe aplicar un enfoque más riguroso (no lineal).

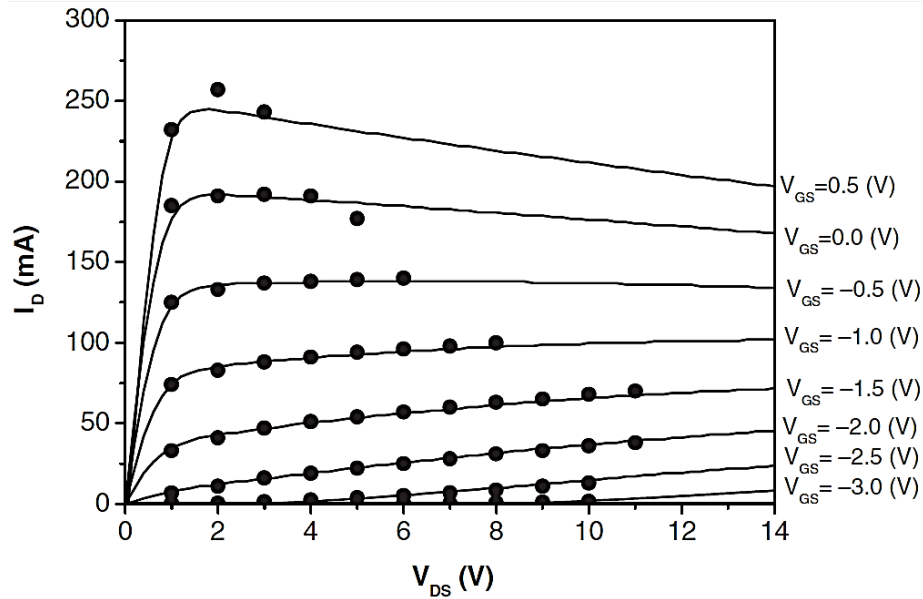


Fig. 7.24 Características de salida I-V del MESFET de GaAs. Simulado en línea continua, y medido en puntos.

La frecuencia de funcionamiento elegida fue  $f_0 = 5$  GHz. Partiendo del valor estimado inicial para  $R_{TL}$ , se fueron optimizando las terminaciones de salida para cumplir las condiciones de TL, esto es garantizar una carga puramente resistiva a la frecuencia fundamental y corto circuitos para los armónicos a la salida de la fuente de corriente intrínseca. Para la entrada se aseguró una adaptación conjugada.

Aplicando el modelo no lineal completo, se han sintetizado en forma preliminar las terminaciones óptimas de entrada y salida mediante sintonizadores armónicos ideales, como se representa en la Fig. 7.25. Los simuladores de circuitos de microondas más usados, permiten la posibilidad de utilizar sintonizadores ideales, es decir, dispositivos que sintetizan impedancias arbitrarias. Los componentes de estas terminaciones de entrada y de salida se pueden ajustar para producir una carga resistiva pura en la frecuencia fundamental y de cortocircuito en el segundo y el tercer armónicos en la fuente de corriente de salida. En cuanto a la entrada, se impone adaptación conjugada para la frecuencia fundamental.

Se asume que las terminaciones óptimas encontradas producen una condición de cortocircuito para frecuencias superiores a los 15 GHz, esto es cortocircuitos para los armónicos más altos que el tercero.

Las impedancias encontradas para la fuente de corriente intrínseca se resumen en la Tabla 7.3, junto con las terminaciones externas correspondientes, tanto a la entrada y como a la salida del dispositivo. Estos últimos valores, se grafican como coeficientes de reflexión en el diagrama de Smith de Fig. 7.26 .

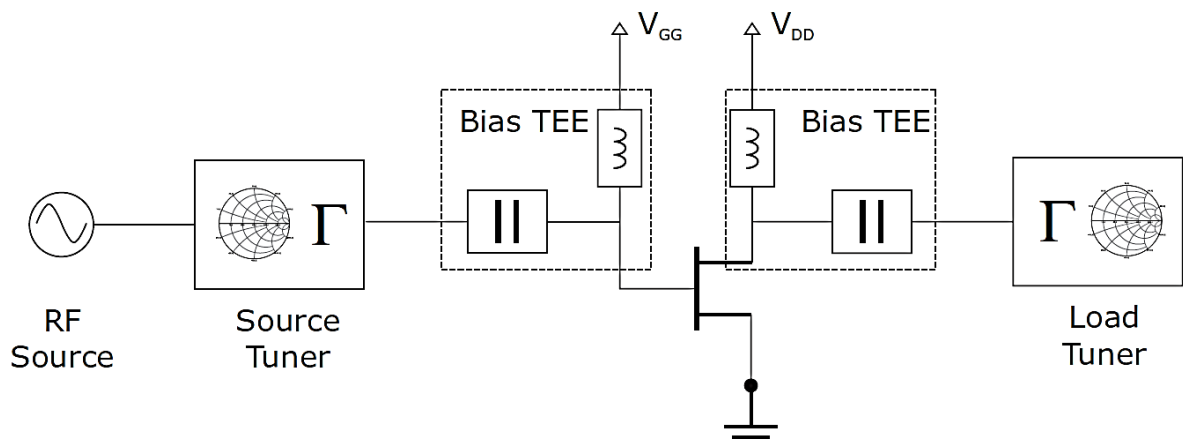


Fig. 7.25 Diseño preliminar del AP usando sintonizadores armónicos ideales.

Tabla 7.3 Terminaciones, intrínseca, de entrada y de salida óptimas para el AP TL.

Entrada	Salida	Intrínseca
$Z_{in,1} = 14,4 + 25,9j$	$Z_{out,1} = 22,3 + 6,1j$	$26,5 + 0,1j$
$Z_{in,2} = 42,9 - 223,4j$	$Z_{out,2} = 1,6 - 4,6j$	$2,4 + 0,1j$
$Z_{in,3} = 23,9 - 130,4j$	$Z_{out,3} = 1,3 - 7,2j$	$2,2 - 0,1j$

Como se puede observar, la carga sintetizada en la frecuencia fundamental  $R_{TL} \approx 26,5$  ohm, está muy cerca del valor estimado aplicando el modelo simplificado del dispositivo (esto es, transconductancia constante).

El siguiente paso consiste en el diseño de las redes de adaptación para cumplir con las condiciones de carga indicadas en la Tabla 7.3. Este paso depende básicamente de la tecnología a implementar, se pueden aplicar soluciones distribuidas con líneas de transmisión o componentes discretos. Para este amplificador, se implementó una solución híbrida. Las redes de adaptación se diseñaron en un sustrato de alúmina ( $h = 635$  micras,  $\epsilon_r = 9,9$ ,  $\tan\delta = 0,0019$ ).

Para la red de salida, la topología adoptada se presenta en la

Fig. 7.27. Dado que las terminaciones de los armónicos segundo y tercero son capacitivas, como se indica en la Tabla 7.3, se sintetizaron stubs abiertos y cortos. En particular, el stub abierto  $L_2$  se utiliza para controlar la impedancia en  $2f_0$ , mientras que la línea terminada en cortocircuito  $L_1$  se incluye para controlar la impedancia en  $3f_0$ . Puesto que la polarización del amplificador se realiza directamente a través de los puertos RF de entrada y salida, la línea  $L_1$  se cortocircuita dinámicamente con un capacitor de 100 pF.

La terminación en la frecuencia fundamental, está formada por la red  $L_3$ ,  $L_5$  y los dos stubs abiertos  $L_4$ .

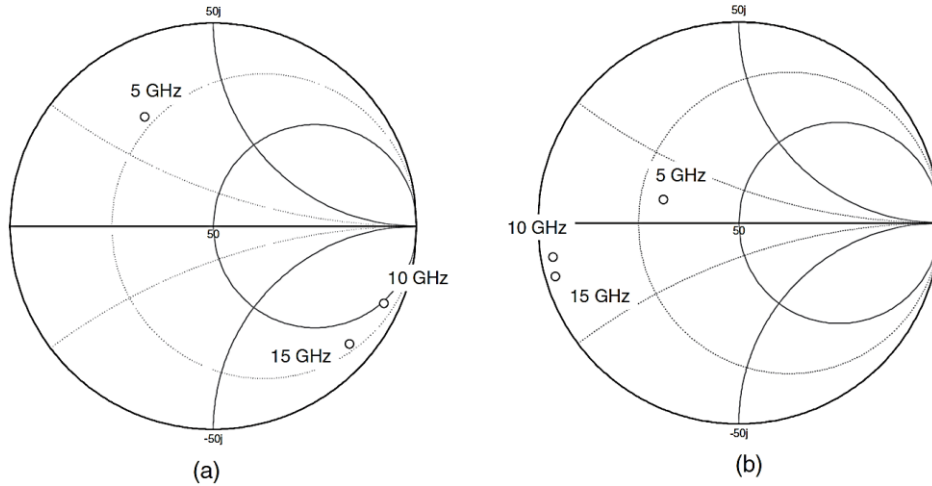


Fig. 7.26 Cargas externas a ser sintetizadas en la entrada (a) y salida (b) del dispositivo activo.

El control de las terminaciones armónicas se implementó con stubs y líneas de transmisión de  $L_1$  a  $L_4$ . En particular, el stub  $L_1$  y la línea  $L_2$  se usaron para controlar la carga en  $3f_0$ , mientras que el stub  $L_3$  se utilizó para controlar la impedancia en  $2f_0$ . De hecho, en referencia a la Fig. 7.28, en A, el stub abierto  $L_1$  garantiza una condición de cortocircuito en  $3f_0$ , situación que se transporta a B a través de la línea  $L_2$ . Del mismo modo, el stub abierto  $L_3$  asegura una condición de cortocircuito en B a  $2f_0$ . Luego, para obtener las condiciones abiertas requeridas en C, se incluye un transformador de cortocircuito a circuito abierto en  $2f_0$  y  $3f_0$ , lo que se consiguió aproximadamente mediante una línea de transmisión de longitud  $\lambda/8$  a  $f_0$ .



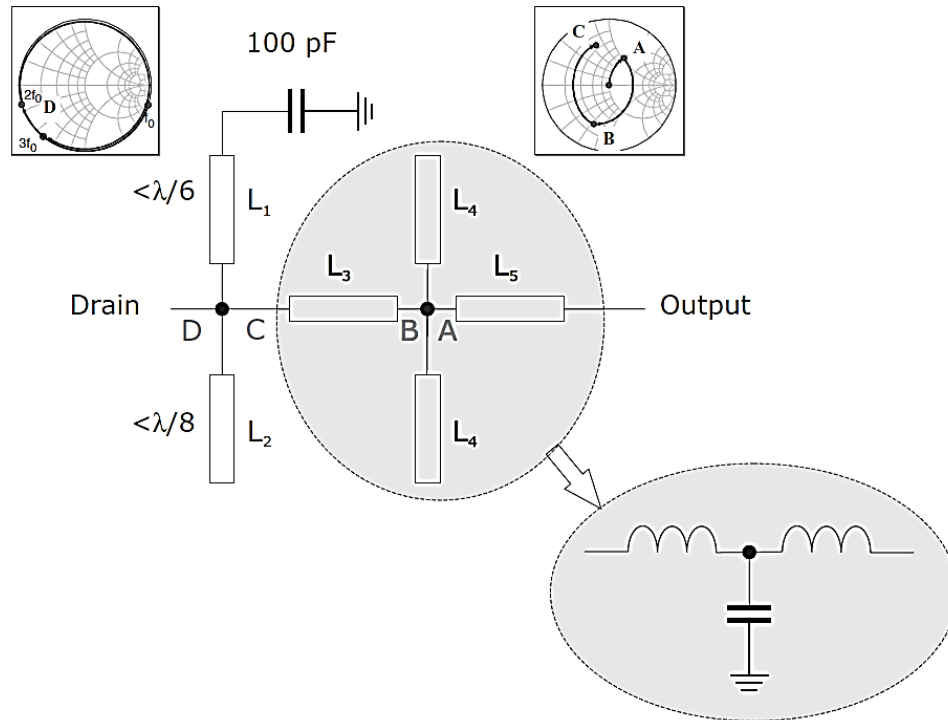


Fig. 7.27 Red de salida para el AP con TL.

Se adoptó un enfoque similar para la red de entrada, cuyo esquema se presenta en la Fig. 7.28.

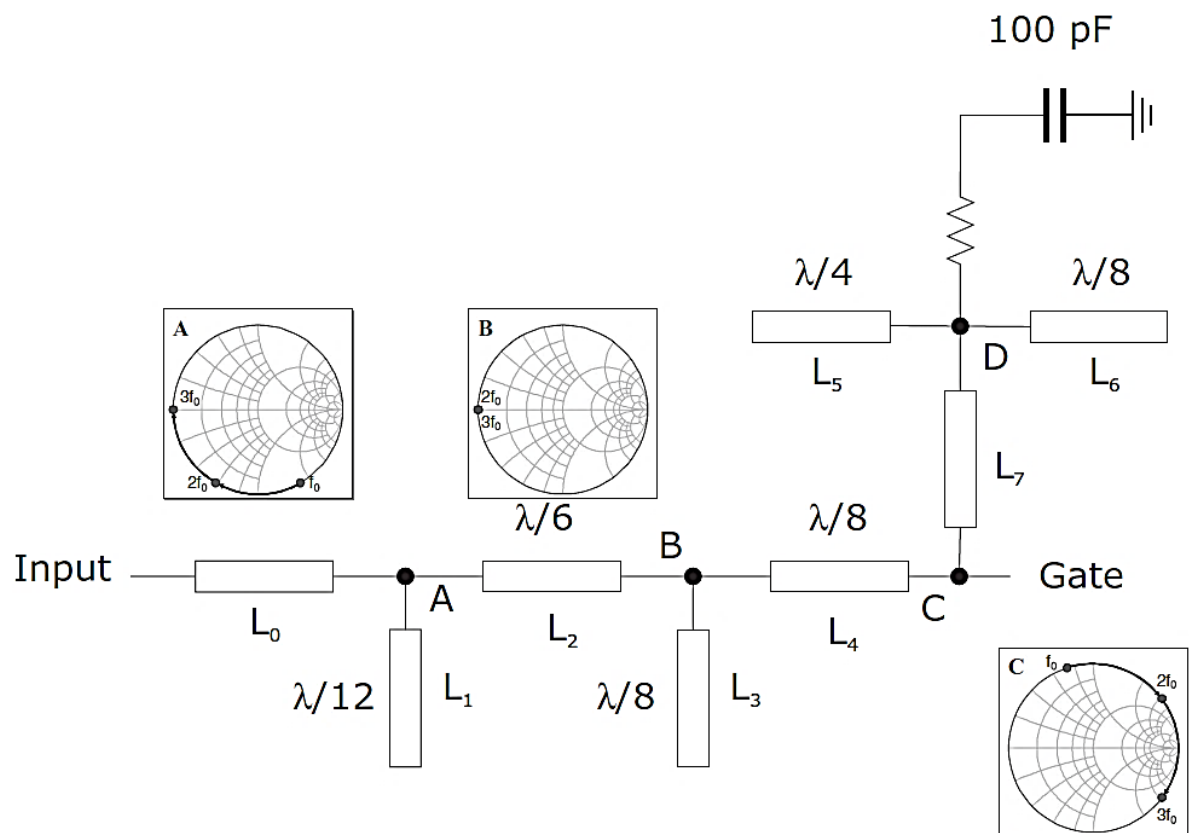


Fig. 7.28 Red de entrada para el AP con TL.

Para cumplir la adaptación conjugada a la frecuencia fundamental, se añadió una línea de transmisión  $L_0$  a la entrada de esta red.

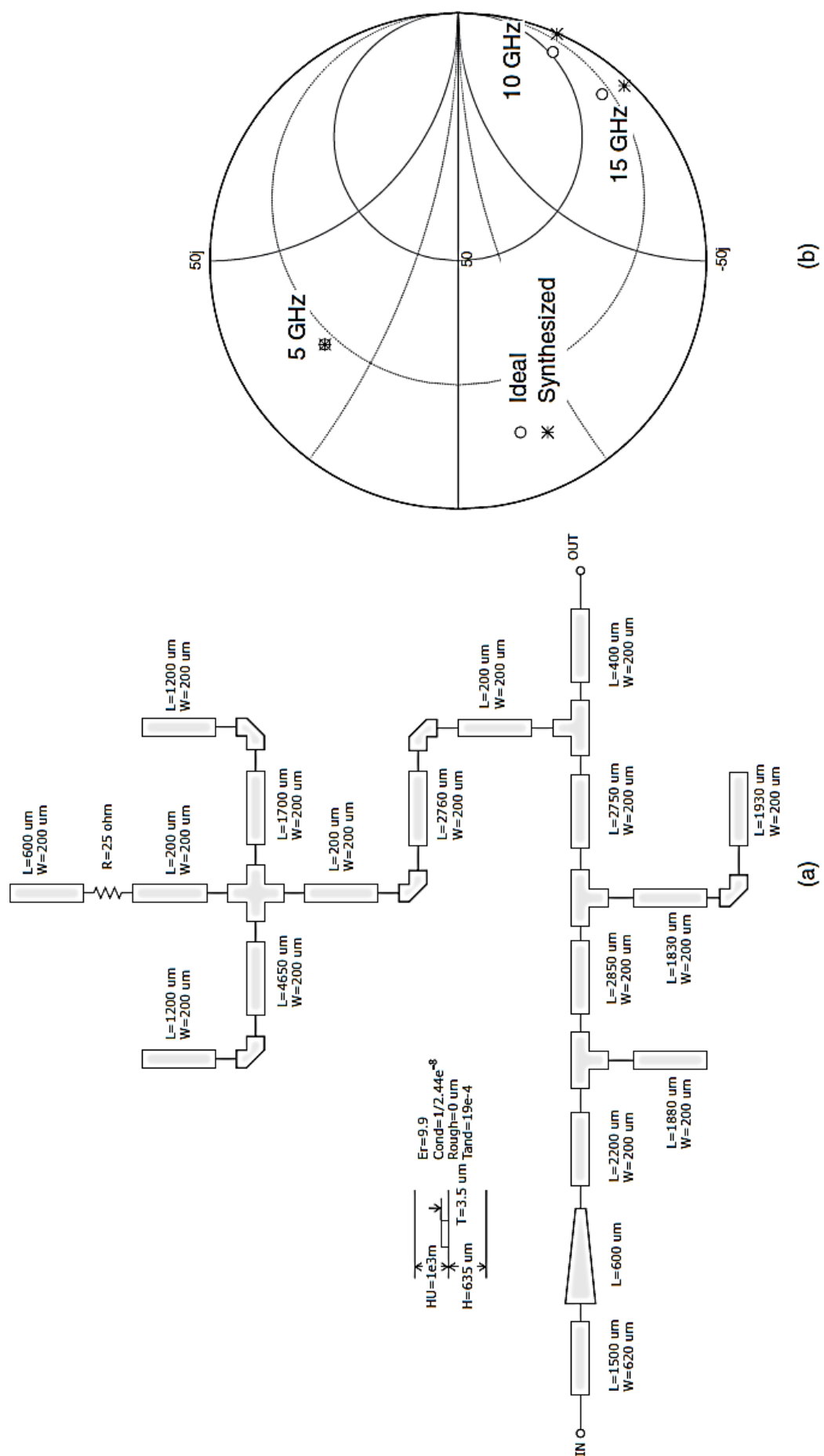


Fig. 7.29 (a) Red de entrada diseñada para el AP TL. (b) Comparación entre las impedancias ideales y sintetizadas.

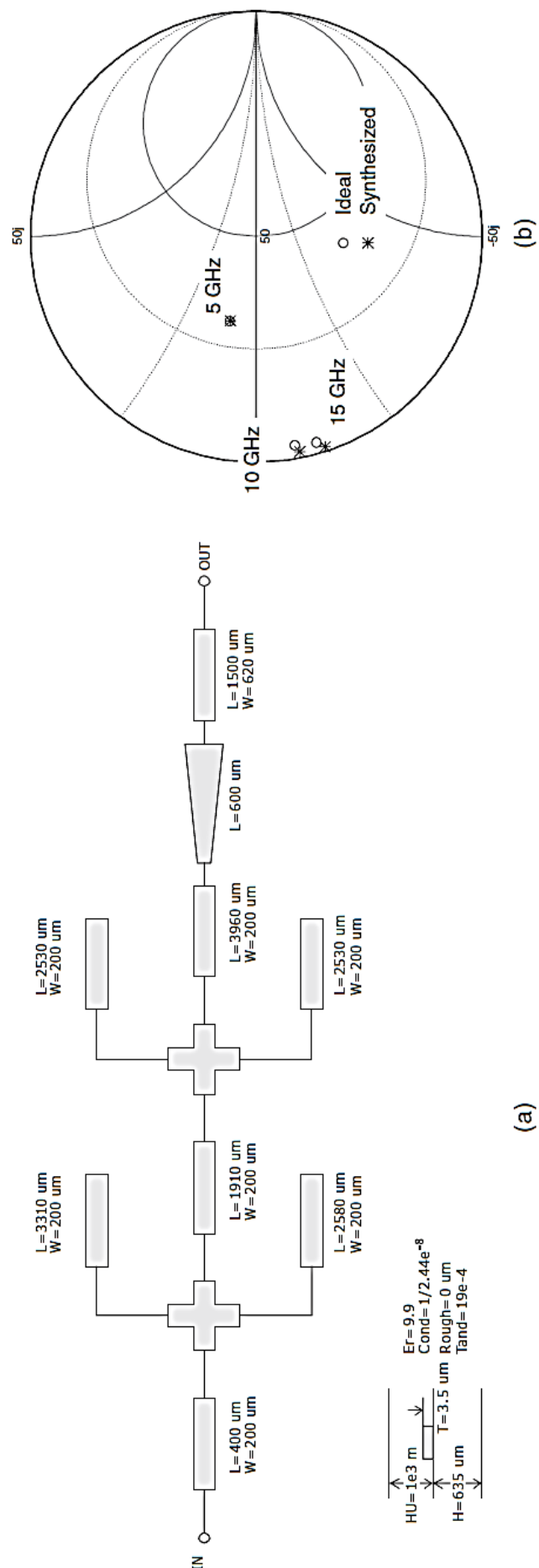


Fig. 7.30 (a) Red de salida diseñada para el AP TL. (b) Comparación entre las impedancias ideales y sintetizadas.

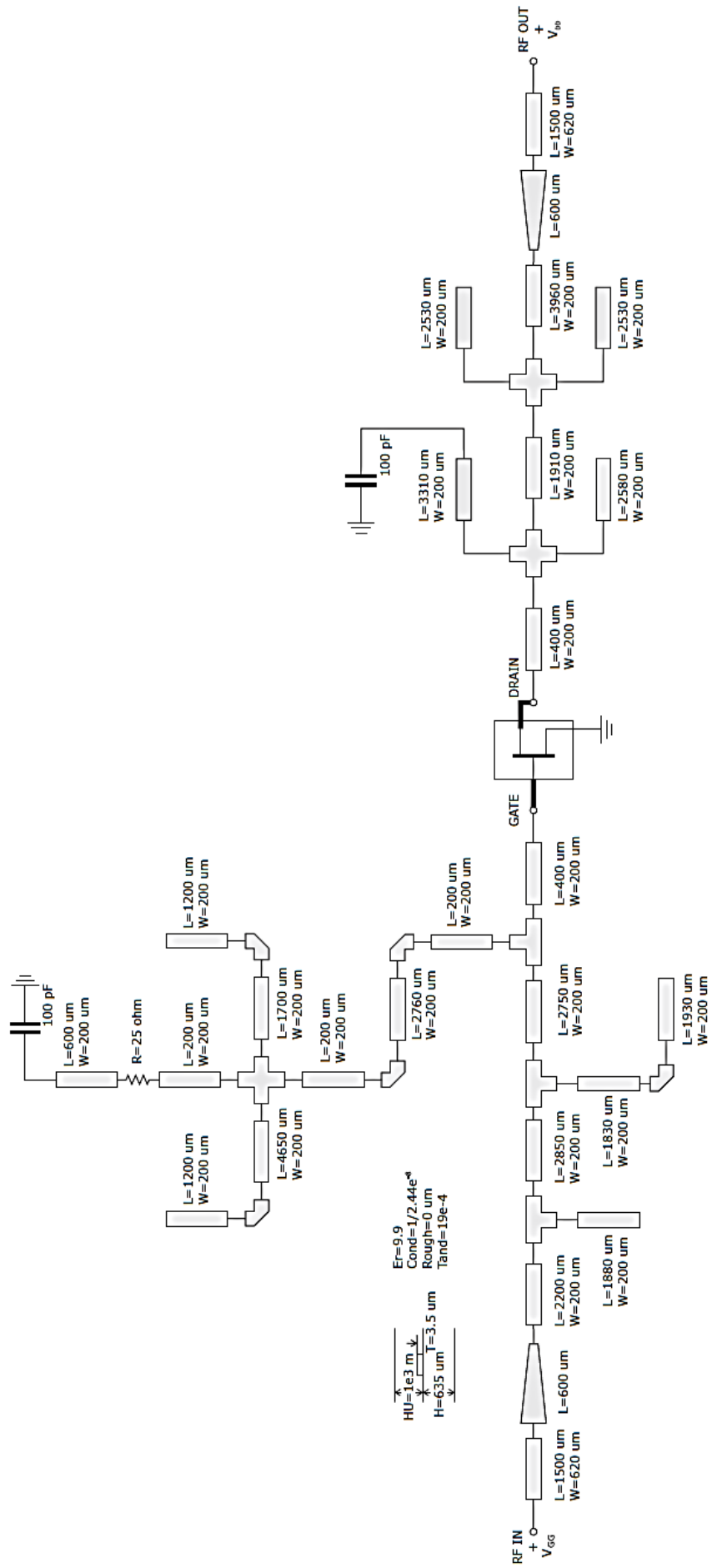


Fig. 7.31 Vista global del AP TL.

Por último, con el fin de asegurar una estabilidad incondicional del AP en todas las frecuencias, se adopta una estructura de 50 ohm, cortocircuitada dinámicamente en D a las frecuencias armónicas, con  $L_5$  (para  $f_0$  y  $3f_0$ ) y  $L_6$  (para  $2f_0$ ).

Las redes de adaptación anteriormente descritas fueron posteriormente optimizadas para sintetizar los niveles de impedancia indicados en la Tabla 7.3, quedando finalmente las redes mostradas en la Fig. 7.29 y Fig. 7.30 para la entrada y la salida respectivamente. En las mismas figuras, a la derecha, se comparan los valores ideales de impedancia de la Tabla 7.3 con los valores sintetizados.

El esquema del AP dibujado en la Fig. 7.31, fue simulado y las formas de onda se muestran en la Fig. 7.32.

Como se puede apreciar observando las formas de onda de la tensión de salida, la forma es casi senoidal, haciendo valer la condición de TL. Esto último queda también confirmado por la curva de carga simulada para 1 dB de compresión de la ganancia, la cual se muestra en la Fig. 7.33, la que es muy parecida a la curva ideal anticipada.

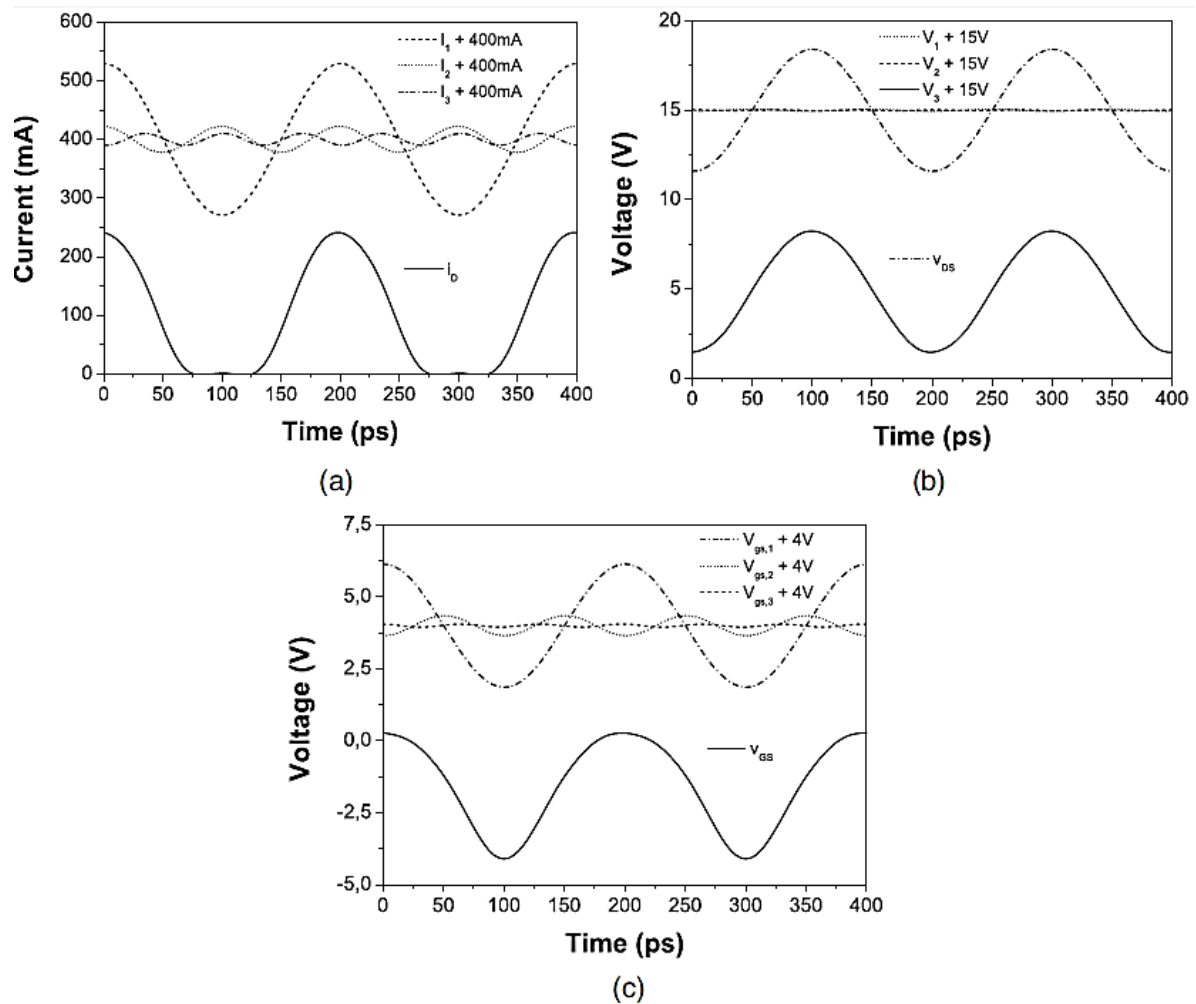


Fig. 7.32 Corriente simulada (a) y tensión simulada (b) a través de la fuente de corriente intrínseca y la correspondiente tensión de control (c), junto con los respectivos componentes armónicos.

En la Fig. 7.35 se muestra una fotografía del amplificador híbrido TL ya implementado, mientras que en la Fig. 7.35 se grafican su performance medida comparada con los resultados de la simulación no lineal.

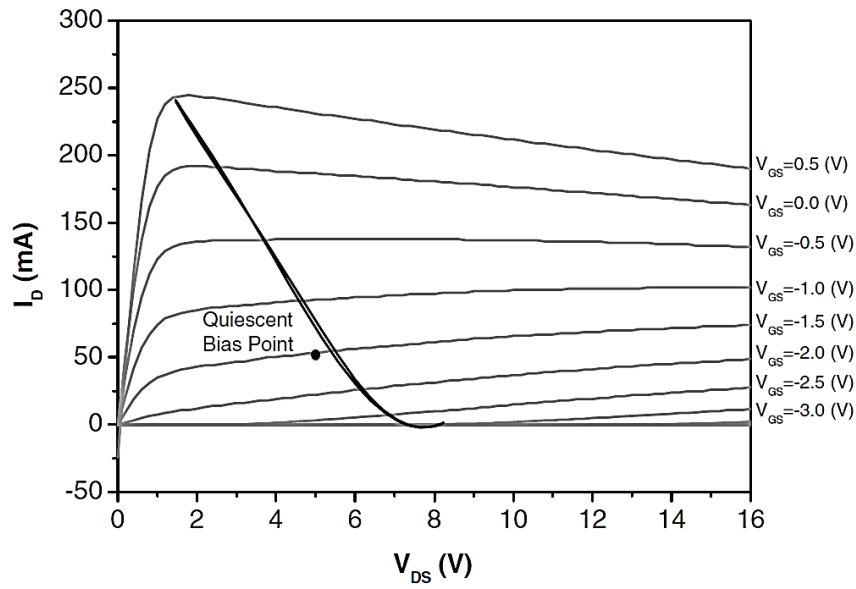


Fig. 7.33 Curva de carga simulada en el punto de 1 dB de compresión de la ganancia.

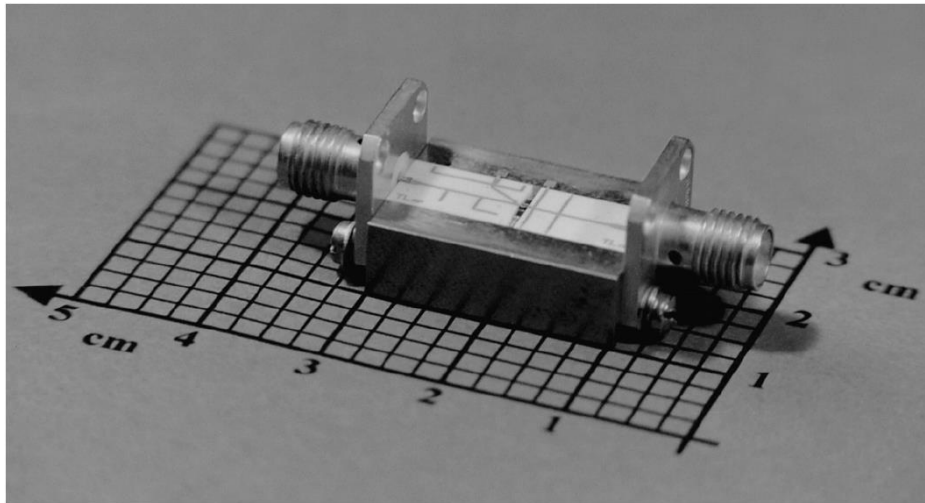


Fig. 7.34 Fotografía del AP TL ya realizado.

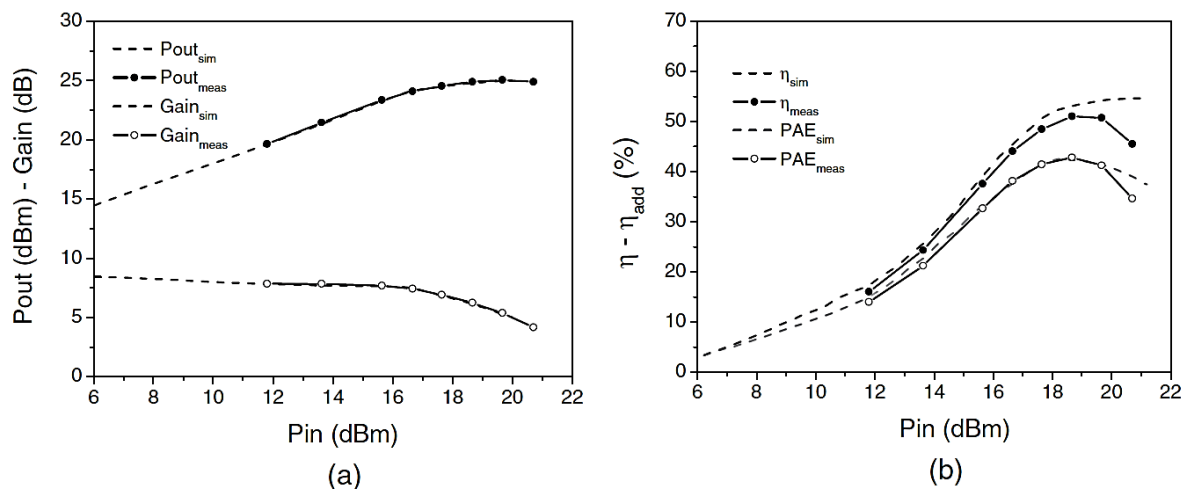


Fig. 7.35 Comparaciones entre el comportamiento simulado (línea continua) y el comportamiento medido (línea de guiones con símbolos) sobre el AP TL ya realizado, (a) potencia de salida y ganancia, (b) rendimiento y rendimiento de potencia agregada.

## 7.6 Load Pull

Este tema se cubre mediante la simulación con el ADS2014.01 de ejemplos dados en

DesignGuide

Amplifier

Power Amplifier Examples - By Class of Operation

Class X

Load Pull - PAE, Output Power Contours

Spectrum, Gain, Harmonic Distortion, and PAE vs. Power

Se sugiere elegir las clases B, C y F y utilizar el transistor CGH40010F de Cree para mostrar el mecanismo para la importación de un modelo. En algunos casos el ejemplo no encuentra el modelo del transistor y no se generan los símbolos por lo que hay implementarlos manualmente.

### Bibliografía

- [1] High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers, de Paolo Colantonio, Franco Giannini, and Ernesto Limiti, Wiley, 2009.