

# Amplificadores de Potencia de RF Diseño

Universidad Tecnológica Nacional de Argentina - F. R. Córdoba  
Departamento de Electrónica - Electrónica Aplicada III

Daniel Rabinovich [drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar](mailto:drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar)

Ramón Oros [roros@electronica.frc.utn.edu.ar](mailto:roros@electronica.frc.utn.edu.ar)

Claudio Paz [cpaz@frc.utn.edu.ar](mailto:cpaz@frc.utn.edu.ar)

Año 2016

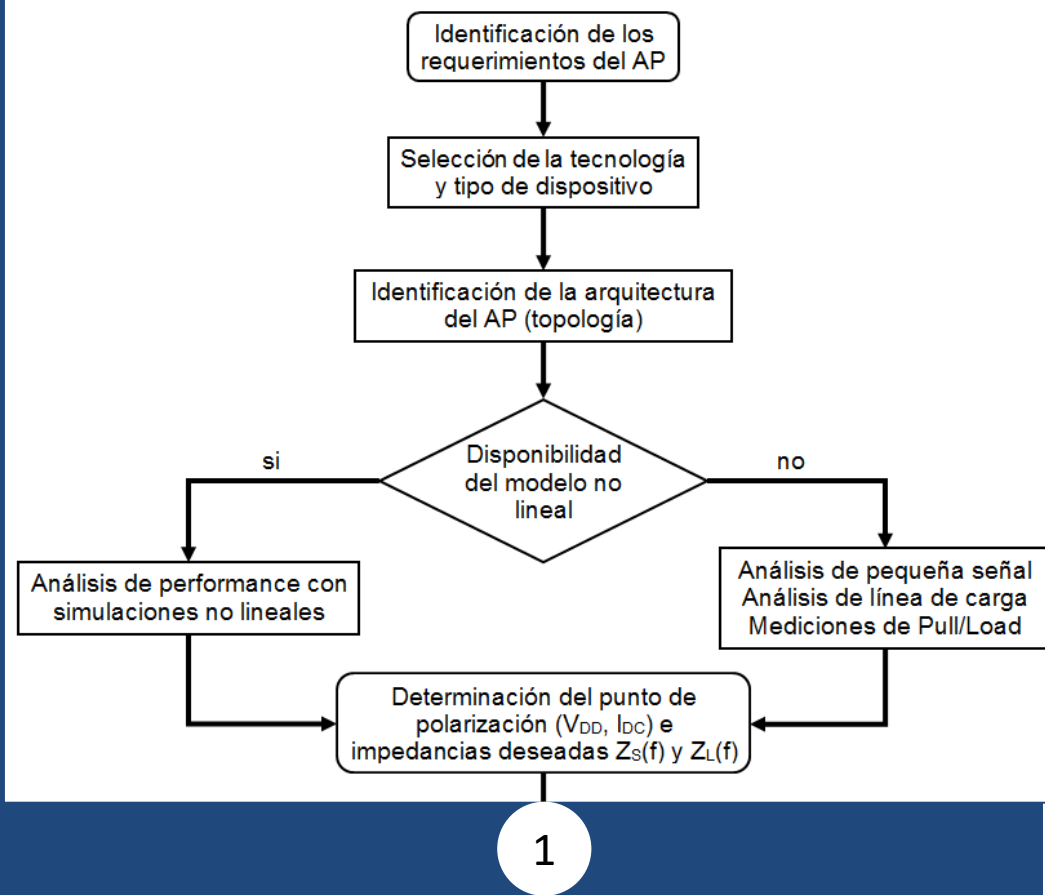
# • Introducción \*

- El diseño de AP es una tarea compleja ya que implica
  - Uso de herramientas de diseño no lineal y
  - descripciones no lineales de los dispositivos, a veces suministradas como modelos de circuito equivalente
- Normalmente no se usan en las 1<sup>ras</sup> etapas de diseño, ya que solo se necesitan datos preliminares para dimensionar el AP
- Se aplican en un etapa posterior para realizar una análisis refinado y más exacto
- Los análisis simplificados son muy importantes ya que permiten reunir información preliminar, bastante aproximada, sobre el potencial del dispositivo y  $\eta$  de la etapa

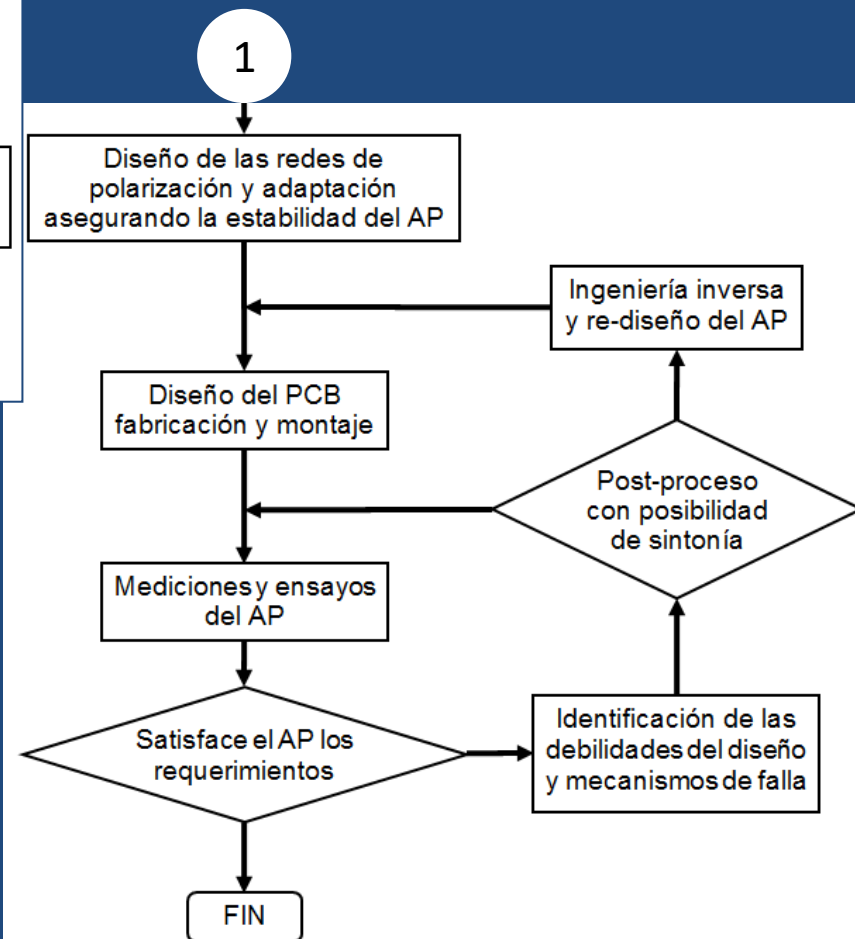
\* Capítulo basado en: High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers, de Paolo Colantonio, Franco Giannini, y Ernesto Limiti, Wiley, 2009

- En la etapa preliminar ya se pueden tomar algunas decisiones sobre
  - Selección del punto de polarización
  - Esquema de sintonización armónica a adoptarse

- Flujo de diseño

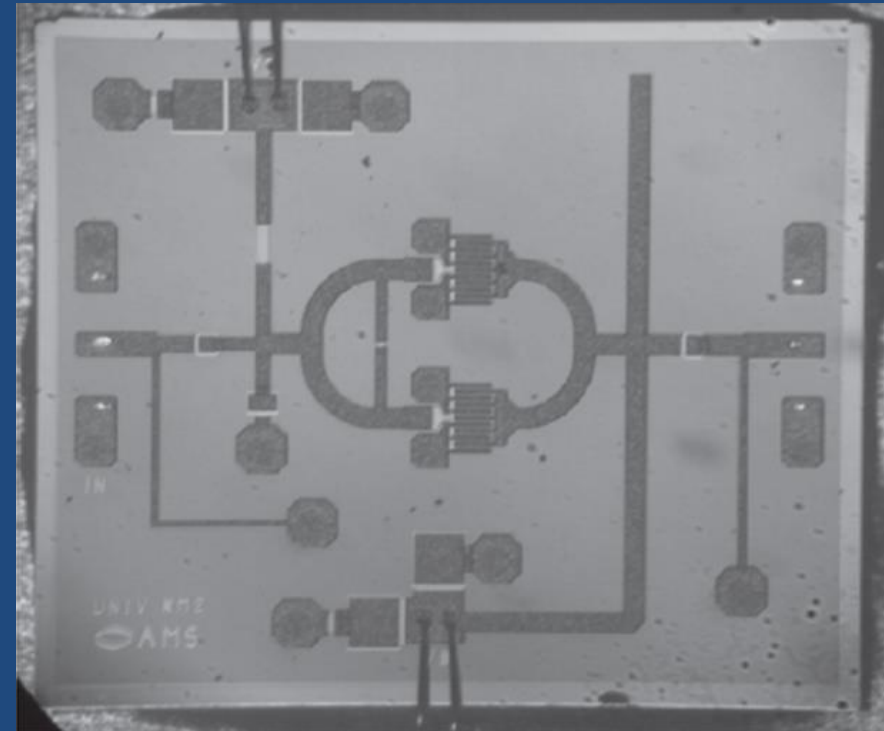
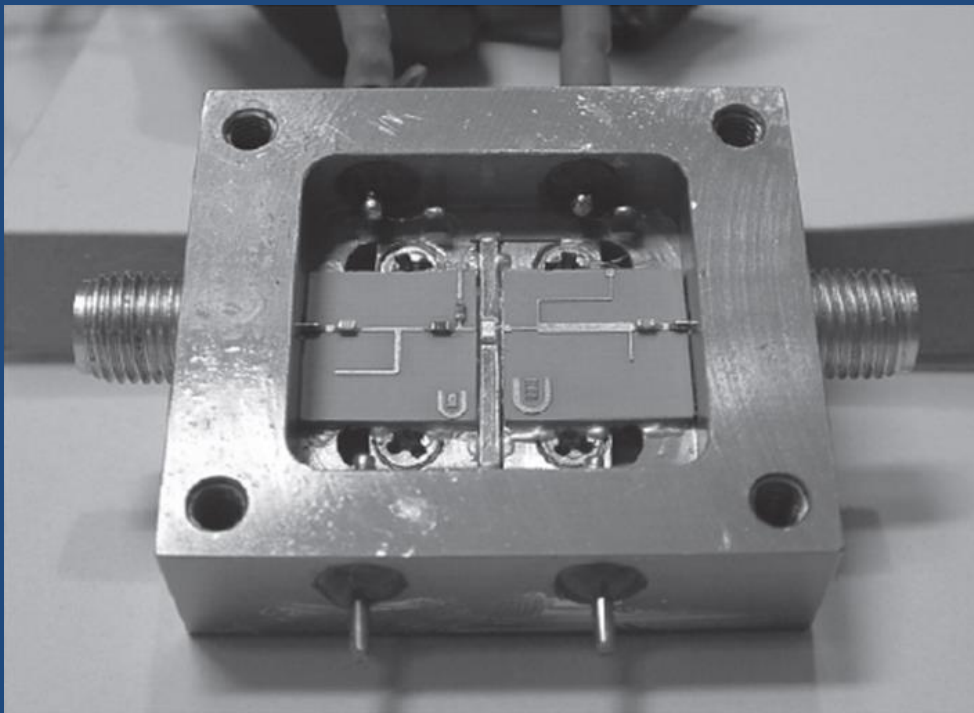


- Consiste en una serie de pasos sistemáticos, desde la identificación de los requerimientos del AP hasta las mediciones finales sobre el circuito implementado

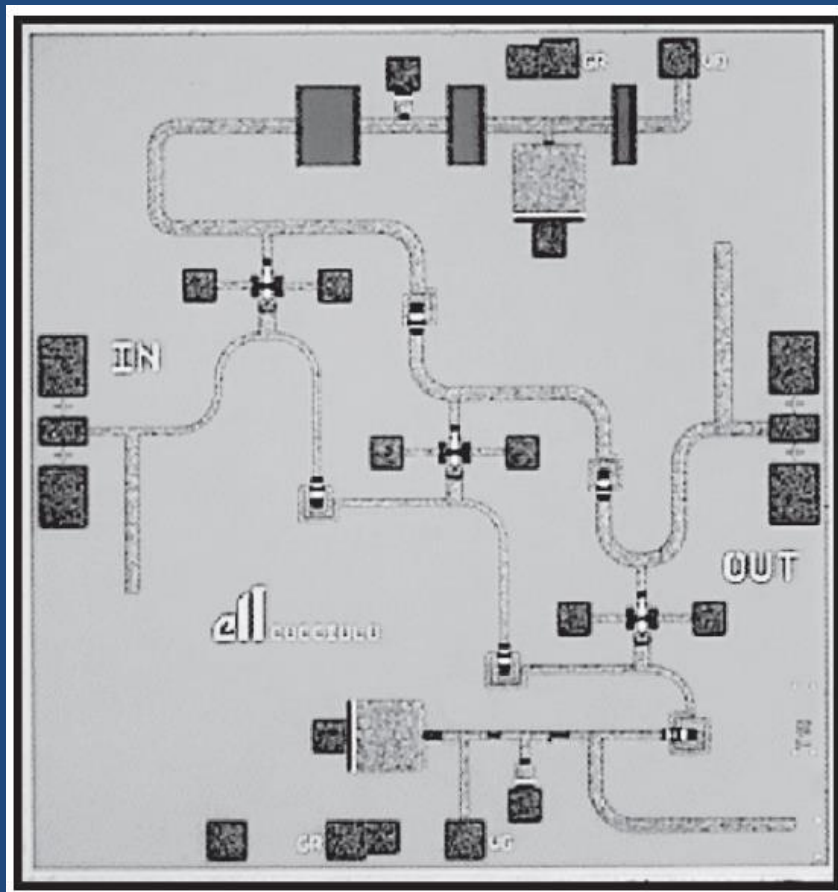


- El 1<sup>er</sup> PASO consiste en la selección de la tecnología y la elección del tipo de dispositivo activo
- Esto último se selecciona conforme a la aplicación y la  $f$  de funcionamiento
- Por ejemplo
  - Para AP de estaciones base de telefonía celular, que usan  $f$  relativamente bajas, se prefiere dispositivos LDMOS
  - Para aplicaciones espaciales en microondas o ondas milimétricas se prefiere los dispositivos de GaAs PHEMT y MHEMT

- Con referencia a la tecnología, el AP se puede implementar, dependiendo de la aplicación, capacidad de fabricación, presupuesto, etc., en forma
  - Híbrida con un transistor o un MIC (Microwave Integrated Circuit)
  - Monolítica con MMIC (Monolithics MIC)
- A continuación se muestran un diseño con MIC para banda C (4-8GHz) con un dispositivo de GaN y otro con MMIC para la banda X (8-12GHz) en GaAs



- El 2<sup>do</sup> PASO que sigue es la selección de la arquitectura adecuada para satisfacer las especificaciones eléctricas
- Para aplicaciones de banda muy ancha (más de 1 octava), las soluciones con acoplamientos con LT se acomodan mejor naturalmente

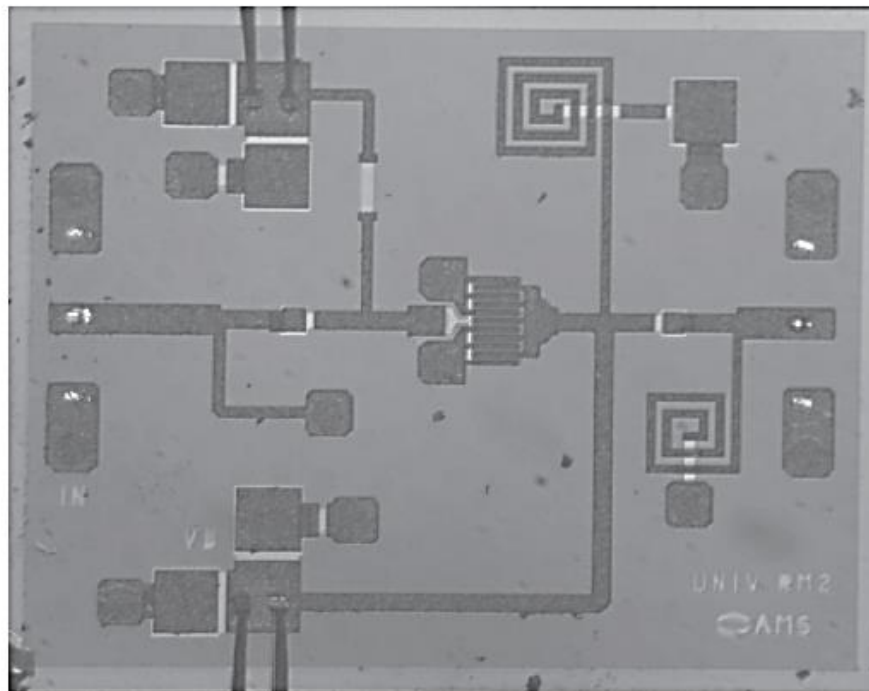
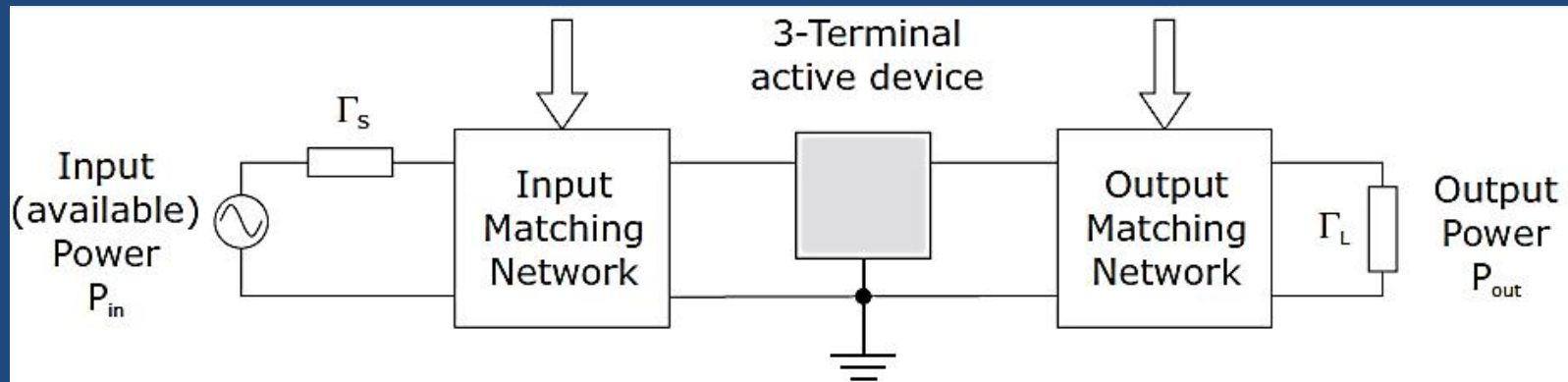


- En este caso el AP se diseña tratando de emular el comportamiento de una LT que son intrínsecamente de banda ancha
- Tales estructuras de banda ancha están enlazadas por la transconductancia del dispositivo activo, lo que permite la amplificación de la señal que viaja por la LT de puerta a la señal que viaja por la LT del drenador
- Sin embargo suelen presentar rendimientos bajos del 25 al 30%

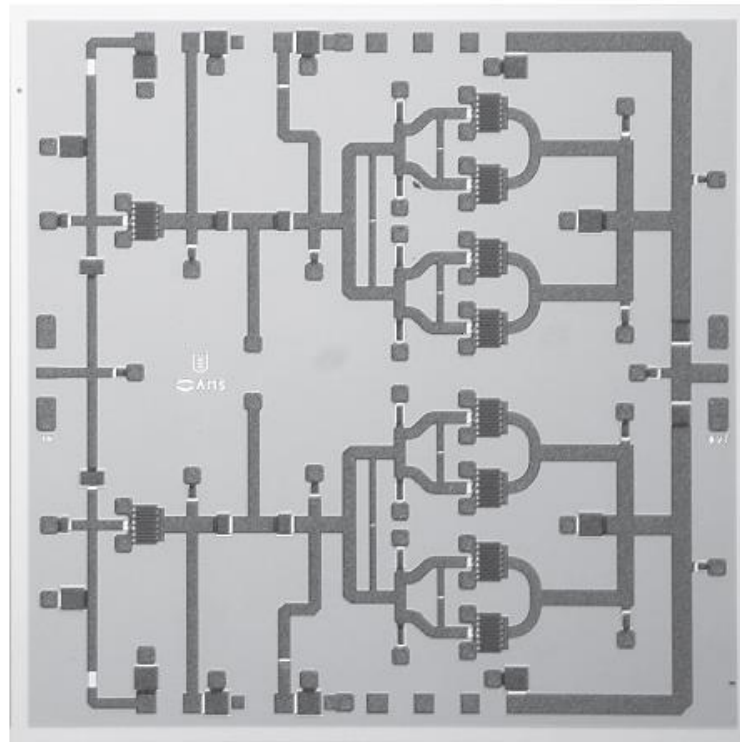
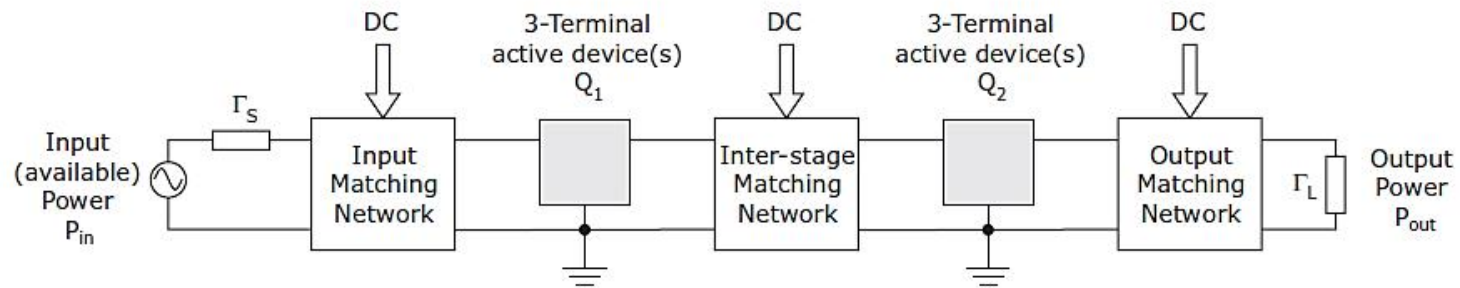
- Para anchos de banda moderados a grandes se usan las llamadas soluciones *corporativas*, que se basan en la explotación total de las características IV del dispositivo, que implican un comportamiento no lineal
- La identificación de la arquitectura depende de los requerimientos
- Si el dispositivo seleccionado es capaz de proveer el nivel de ganancia y la potencia de salida requerida, un amplificador de un único dispositivo, como el representado en la siguiente diapositiva es la opción más natural
- Si un único dispositivo no provee la ganancia requerida se debe incluir una etapa de excitación (drive) pasando a ser un AP multietapa como se muestra en la parte de arriba de la siguiente diapositiva
- Si no se puede satisfacer la  $P_{out}$  requerida se combinan dispositivos como se muestra en la parte de debajo de la mencionada diapositiva



- Ejemplo de un AP de dispositivo único. Arriba el esquema simplificado y abajo un implementación con MMIC

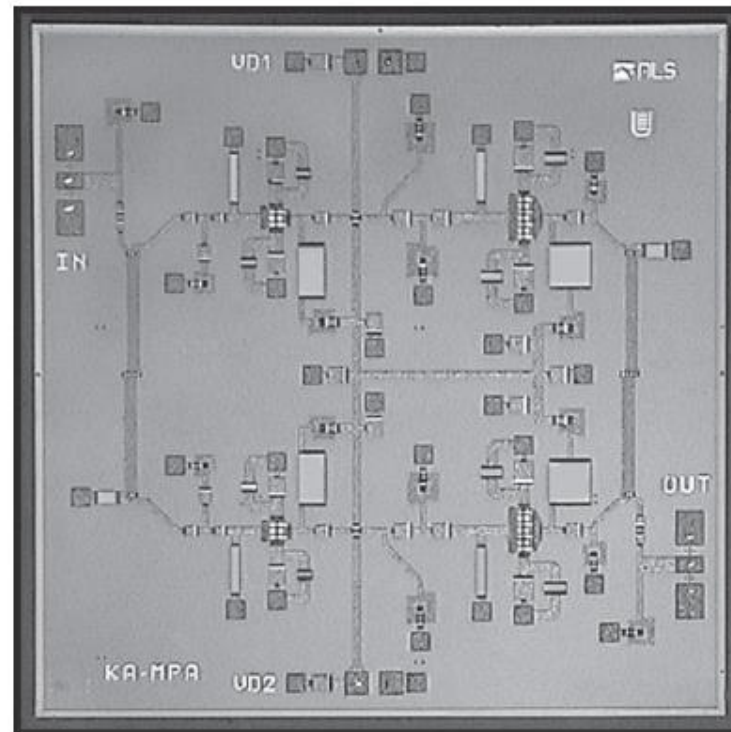
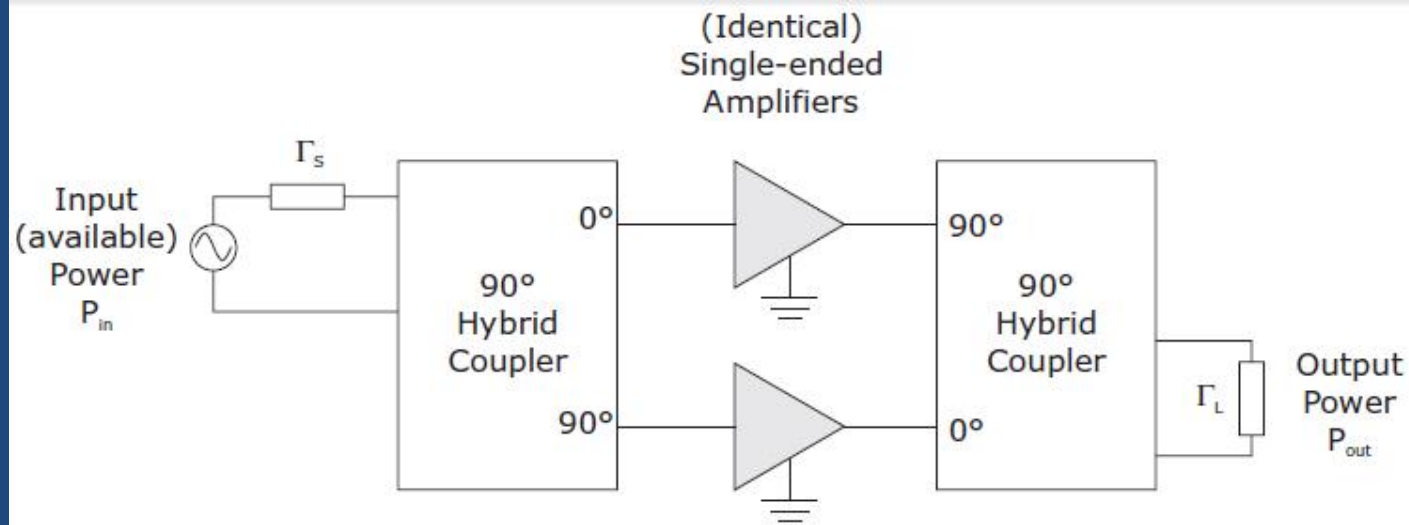


- Ejemplo de AP de terminación única multietapa. Arriba, esquema simplificado y abajo implementación con MMIC



- A veces, por el tipo de carga o generador, o para mejorar la VSWR de salida (ya que los AP usan adaptación de potencia) puede ser necesario adoptar configuraciones equilibradas
- En la diapositiva siguiente se muestra una aplicación con MMIC
- En este caso la división de potencia a la entrada y la combinación de potencia a la salida se implementa con acopladores híbridos de  $90^\circ$
- Observe que la impedancia de carga que ve cada amplificador es la mitad de  $Z_L$

- Ejemplo de AP balanceado. Arriba esquema simplificado y abajo la implementación con MMIC



\* The Quadrature (90°) Hybrid, pág. 343  
Microwave Engineering  
de David Pozar, 4ta Ed.

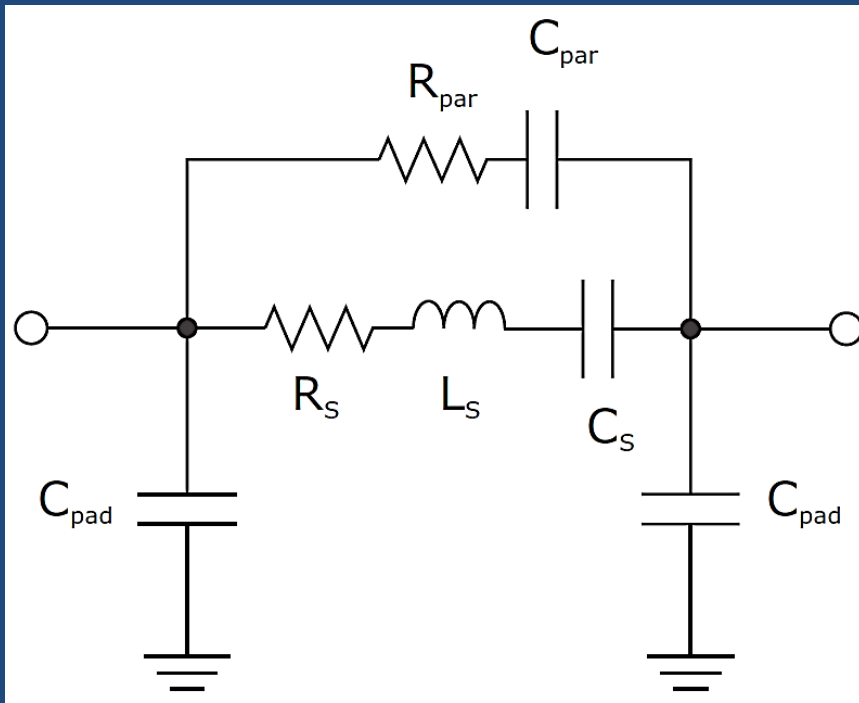
- El 3<sup>er</sup> PASO consiste es la selección de las condiciones de polarización y las redes de adaptación de impedancias
- Para este propósito existen 2 posibilidades dependiendo de la disponibilidad del modelo no lineal o el dispositivo físico para su medición, o no
- Si está disponible el modelo no lineal completo se determinan las condiciones de carga con un análisis no lineal buscando optimizar la performance del dispositivo
- Cuando están disponibles el dispositivo y el banco de pruebas, la mejor solución es caracterizar el dispositivo mediante mediciones no lineales (load pull y source pull) que satisfacen los requerimientos de diseño en un régimen de funcionamiento de gran señal

- Si no existe una caracterización de gran señal (medida por uno o provista por el fabricante) , las condiciones apropiadas de carga deben ser inferidas de la información disponible
  - Si solo se dispone los parámetros  $S$  de pequeña señal y las características de salida IV, entonces la adaptación de potencia simplificada es la única solución 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  $\Gamma_L$  se calcula con los parámetros  $S$  del dispositivo
  - $$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$
- Una vez determinada  $Z_S$  y  $Z_L$  y su comportamiento en frecuencia (incluyendo los armónicos) el siguiente paso, satisfaciendo además los criterios de estabilidad, es diseñar las redes de carga para implementar los valores de impedancia

- En condiciones de funcionamiento de gran señal, la estabilidad se convierte en un problema no lineal de tratamiento complejo y de difícil solución
- Por lo tanto suele ser verificada en condiciones de pequeña señal, usando simulaciones de pequeña señal o analizando el factor de estabilidad de Rollet  $K$  que recordamos a continuación
  - $K \triangleq \frac{1-|S_{11}|^2-|S_{12}|^2+|\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$  donde
  - $\Delta \triangleq \det([S]) = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$  y se cumple que  $|\Delta| < 1$
- O que se verifiquen las siguientes desigualdades
  - $\mu_1 \triangleq \frac{1-|S_{11}|^2}{|S_{22}-S_{11}^*\Delta|+|S_{12}S_{21}|} > 1$
  - $\mu_2 \triangleq \frac{1-|S_{22}|^2}{|S_{11}-S_{22}^*\Delta|+|S_{12}S_{21}|} > 1$
- Por practicidad y simplicidad las condiciones de estabilidad no lineales no se verifican

- El 4<sup>to</sup> PASO consiste en el diseño de las redes de adaptación
- Se pueden aplicar soluciones de elementos concentrados o distribuidos en función de
  - La tecnología disponible
  - Experiencia del diseñador
  - Frecuencias de funcionamiento
  - Circuito elegido
- Si están disponibles los programas de síntesis, se aplican para determinar la topología del circuito y los componentes
- Las topologías ideales deben exceder las especificaciones de diseño ya que la performance real normalmente es inferior al caso idealizado
- Los elemento pasivos ideales preliminares se deben reemplazar por modelos exactos de sus implementaciones físicas
- En los simuladores normalmente están modelados por circuitos equivalentes compuestos de elementos concentrados o distribuidos





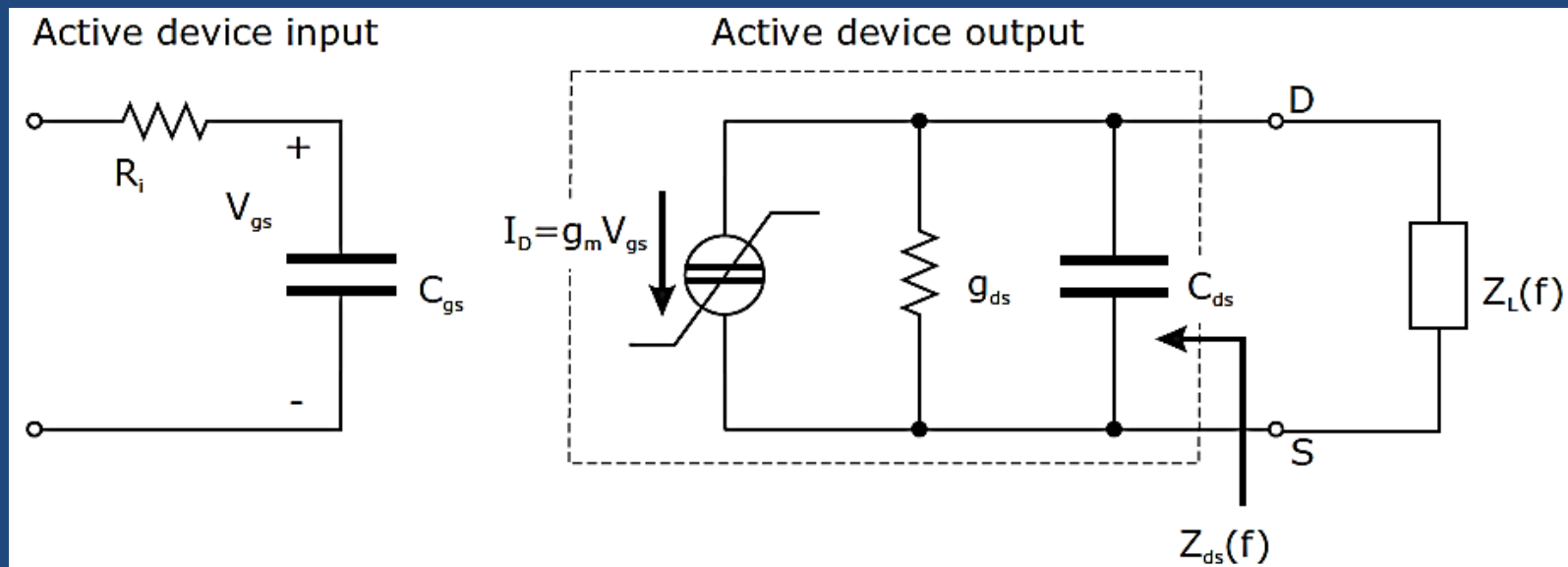
- Como ejemplo un capacitor MIM (Metal Insulator Metal) puede estar modelado por un circuito complejo como el de la figura que tiene en cuenta
- los efectos inductivos de los terminales y las pérdidas tanto en los metales de del capacitor como en el dieléctrico
- En general los modelos exactos de los componentes ideales vienen con el simulador y dependen del sustrato seleccionado
- O pueden ser suministrados como kits de diseño por el fabricante
- Es conveniente ir reemplazando de uno por vez los componentes ideales por los reales para ir evaluando el efecto de cada modificación (resonancias no deseadas, posibles mejoras, etc.)
- Al final del procedimiento se obtiene un circuito esquemático más exacto y realista, antes de comenzar el diseño de la placa o circuito integrado

- El 5<sup>to</sup> PASO consiste en el diseño del PCB, fabricación y montaje
- Hay muchas reglas a tener en cuenta, principalmente aquellas definidas por el proceso de fabricación, separación entre capas, distancia entre trazas, etc.
- Las trazas de metal para interconectar dispositivos se deben realizar en forma de LT y uniones, y ser simulados para analizar sus efectos (si fuera necesario con un análisis EM)
- Antes de dar por terminado el diseño y pasar a la fabricación realizar un análisis de Monte Carlo asignando la tolerancia o dispersión de cada componente
- 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
- Tras el análisis estadístico se continúa con la etapa de fabricación

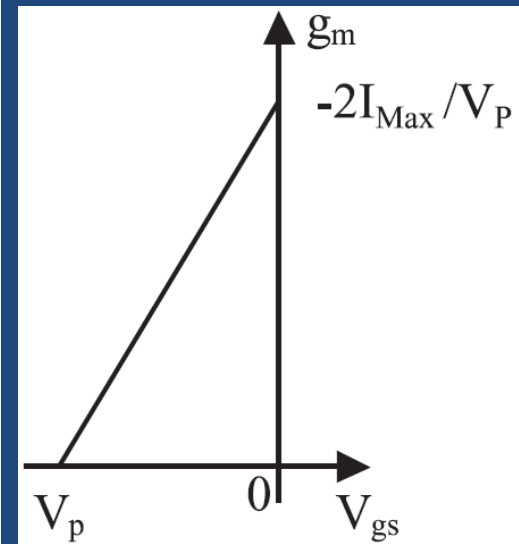
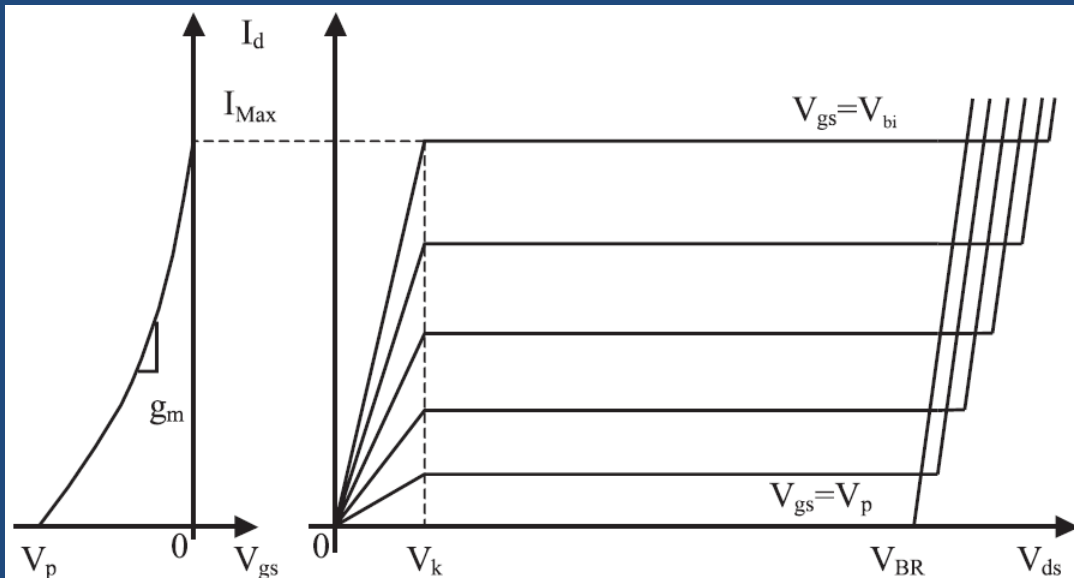
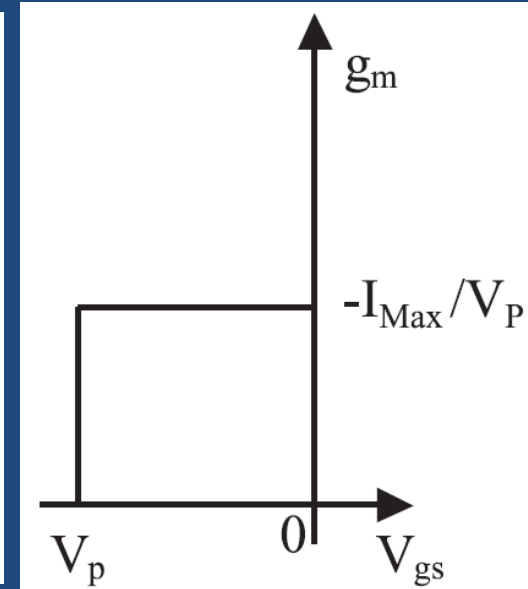
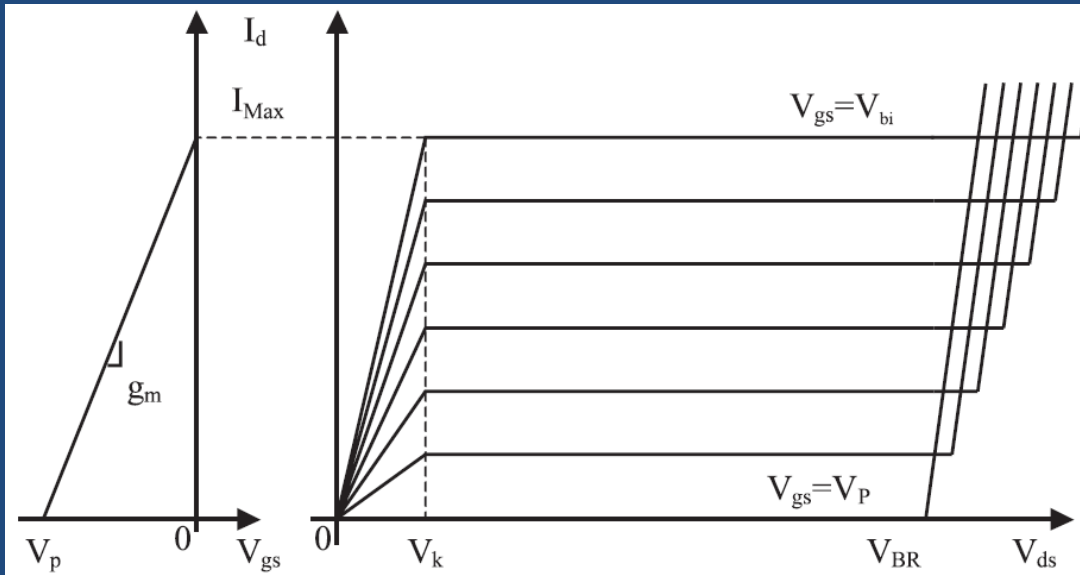
- El 6<sup>to</sup> PASO consiste en medir y ensayar el AP
- Si los resultados no son satisfactorios se realiza ingeniería inversa buscando la causa de la falla, malfuncionamiento o cualquier punto crítico de diseño
- Conforme al nivel de gravedad se vuelve a un paso anterior de diseño o se resuelve con un ajuste o modificación post producción

- Análisis simplificado

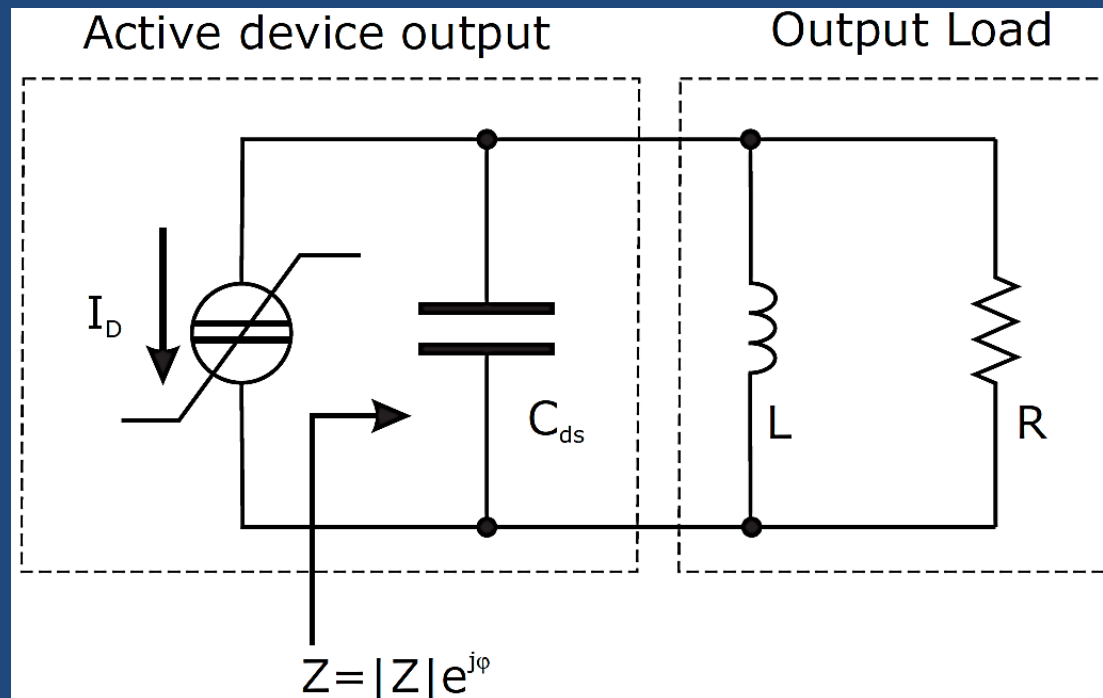
- El primer paso consiste en adoptar un modelo simplificado para el dispositivo activo
- La información que se puede obtener con este análisis es la potencia de salida máxima teórica, el rendimiento para las diferentes condiciones de polarización y las correspondientes cargas óptimas
- La fuente de corriente controlada de drenador-surtidor (FET) o de colector-emisor (BJT) es lo único que se supone no lineal
- En una primera aproximación no se consideran todos los elementos parásitos y de retroalimentación



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



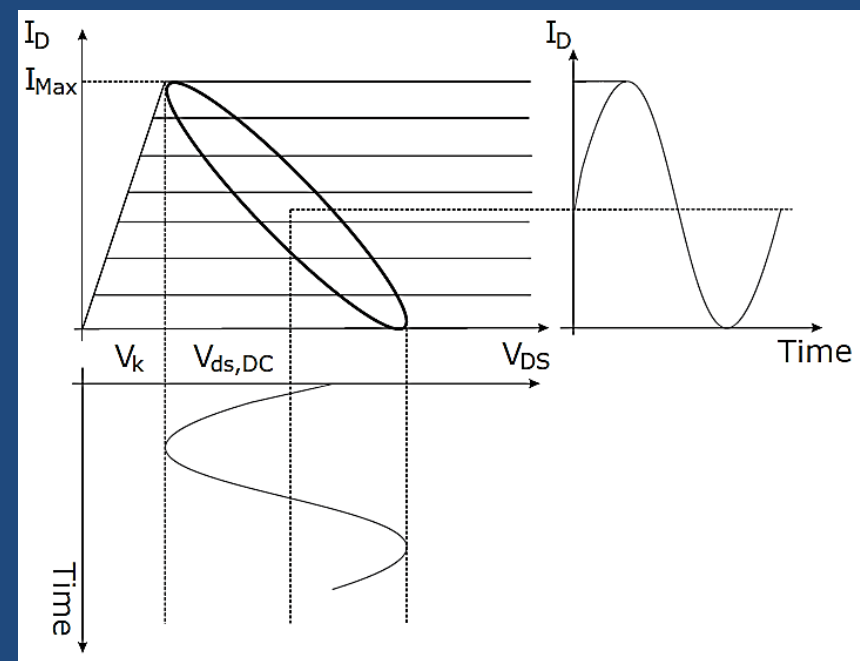
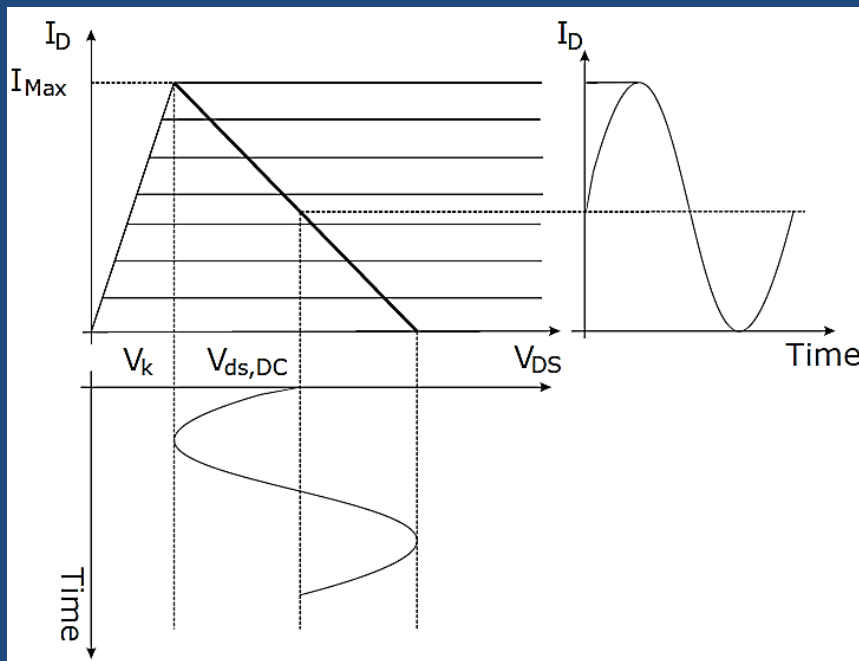
- En referencia a las figuras anteriores se supone que
  - $V_k$  tensión de rodilla que divide las regiones óhmica de la de saturación
  - $V_{BR}$  es la tensión de ruptura de la juntura drenador puerta
  - $I_{Max}$  la corriente máxima de drenador (para la cual el canal está totalmente abierto, es decir  $V_{gs} = V_{bi}$ )
  - $V_p$  es la tensión de estrangulamiento (pinch-off) del dispositivo
- Suposiciones respecto a los circuitos de adaptación



- Se impone que la adaptación de entrada sea compleja conjugada, para máxima transferencia de potencia
- Se supone como carga un red paralelo R-L

- Suponiendo un modelo de transconductancia constante , polarización Clase A, y una excitación que no exceda su límite lineal
- Dada una impedancia de carga para la fuente de corriente
  - $Z = |Z| \cdot e^{j\varphi}$
- Entonces las formas de onda de la  $I$  y la  $V$  de salida quedan
  - $i_d(t) = I_P \cdot \cos(\omega t)$
  - $v_{ds}(t) = |Z| \cdot I_P \cdot \cos(\omega t + \varphi) = V_P \cdot \cos(\omega t + \varphi)$
- Asumiendo una tensión de polarización  $V_{ds,DC}$ 
  - $I_{P,max} = \frac{I_{Max}}{2}$
  - $V_{P,max} = V_{ds,DC} - V_k$
- La potencia instantánea es
  - $p(t) = i_d(t) \cdot v_{ds}(t) = I_P \cdot V_P \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi)$
- La potencia promedio se obtiene integrando sobre un período
  - $P_{RF} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{2} I_P \cdot V_P \cdot \cos(\varphi)$

- Para carga resistiva pura,  $\varphi = 0$ , la  $P_{RF}$  es máxima, y también el  $\eta$  ya que  $V_{ds,DC}$  es cte. Figura de la izquierda
- La figura de la derecha muestra la curva de carga para una carga compleja, esto disminuye la potencia máxima

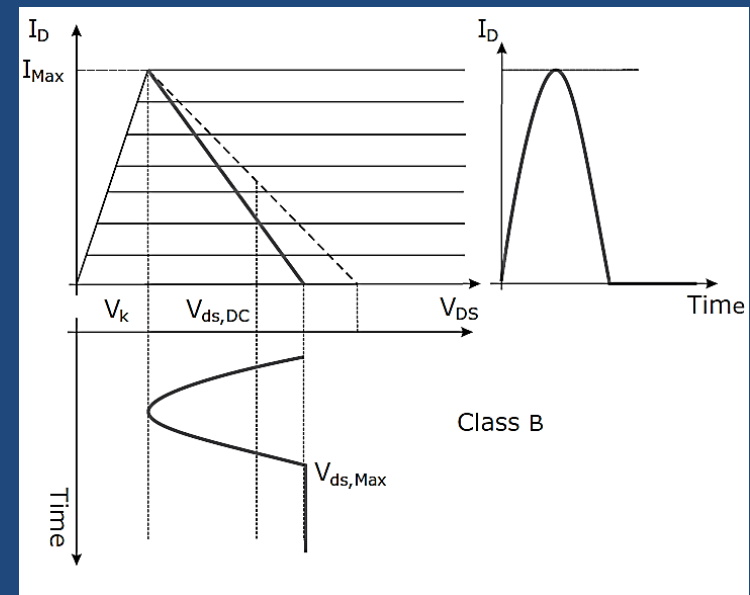
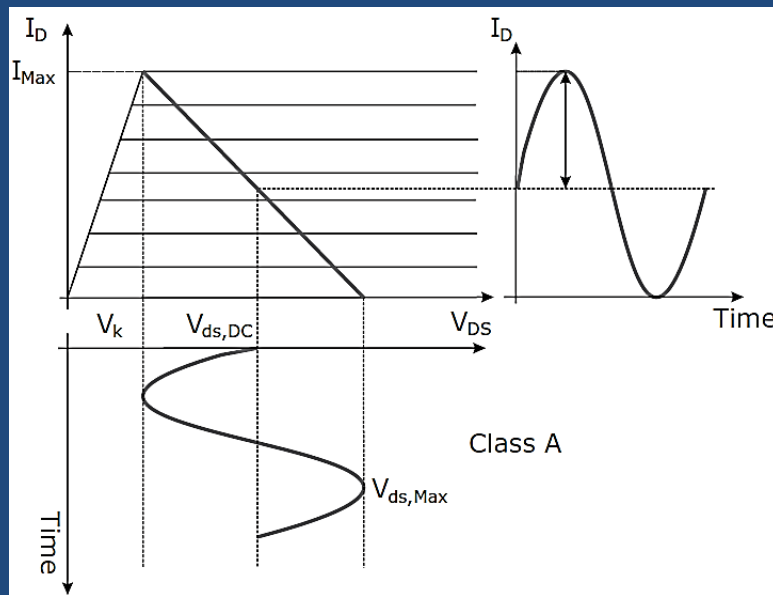


- La primera hipótesis consiste en imponer que la carga de la fuente de corriente controlada sea puramente resistiva para máximos  $P_{RF}$  y  $\eta$ , al menos con polarización Clase A



- Con polarización Clase A y carga resistiva óptima, teniendo en cuenta las limitaciones físicas del dispositivo se obtienen las siguientes expresiones
  - $R_A = 2 \frac{V_{ds,DC} - V_K}{I_{Max}}$
  - $P_{RF,A} = \frac{1}{2} \frac{I_{Max}}{2} \cdot (V_{ds,DC} - V_K)$
  - $P_{DC,A} = V_{ds,DC} \frac{I_{Max}}{2}$
  - $\eta_A = \frac{1}{2} \cdot (1 - \chi)$  donde  $\chi = \frac{V_K}{V_{ds,DC}}$
- La tensión  $V_k$  afecta mucho al  $\eta$  especialmente cuando el sistema tiene baja tensión de alimentación (celular)
- Se asume que la carga de la fuente de corriente intrínseca es puramente resistiva tanto para la fundamental como para los armónicos
- Se supone que están compensados los efectos capacitivos del dispositivo intrínseco

– Funcionamiento en Clase A y B en condiciones de carga resistiva pura



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

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

– Las componentes de CC y fundamental quedan

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

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

– De forma similar para la tensión entre drenador y surtidor

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

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

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

– En la tabla de la diapositiva siguiente se muestran la carga resistiva óptima, la máxima tensión drenador surtidor, la potencia de salida, y el  $\eta$ , para transconductancia  $g_m$  constante

– Se pueden realizar las siguientes observaciones a la tabla

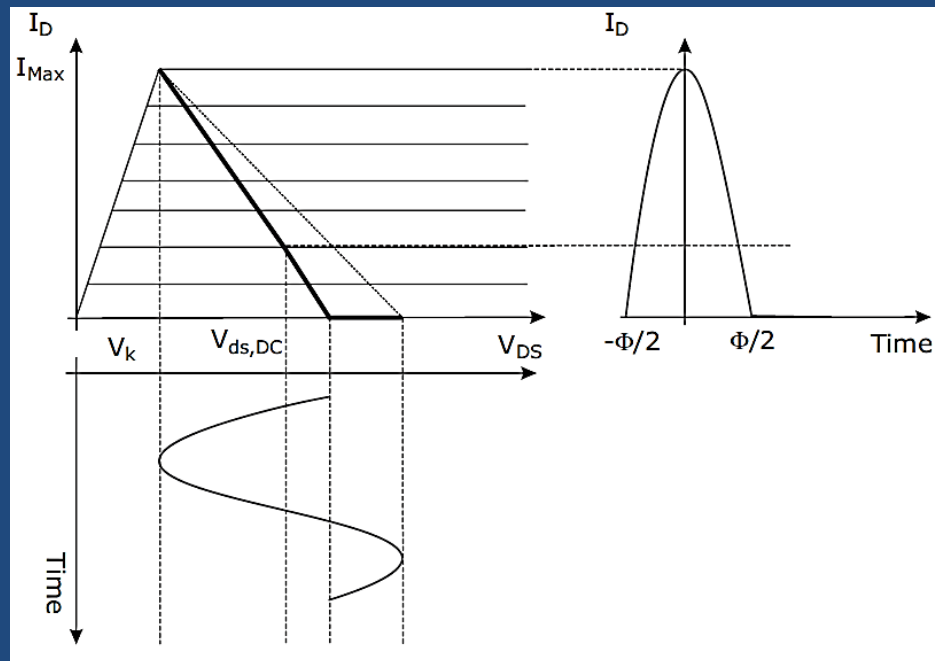
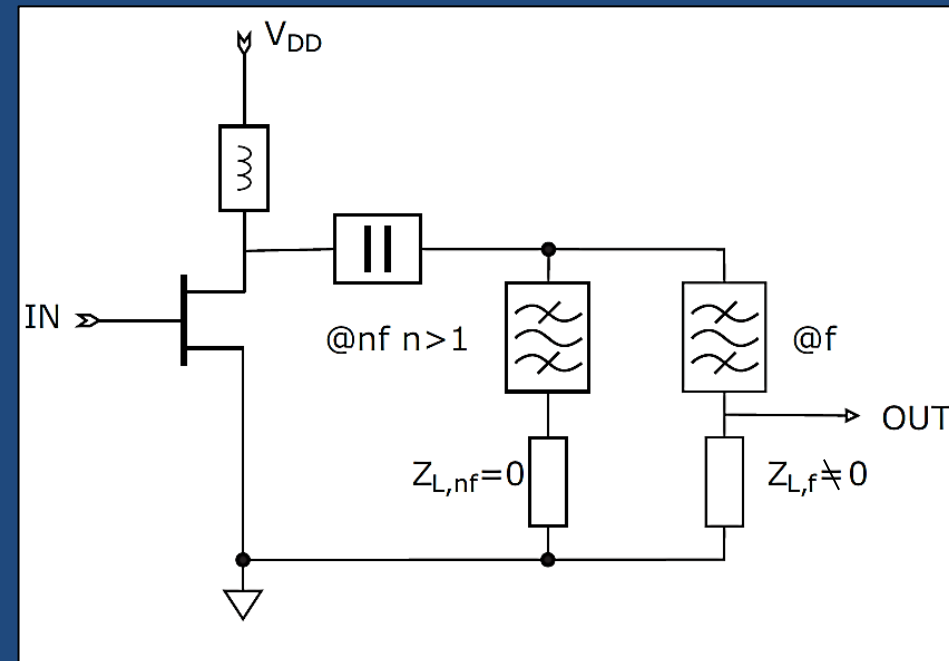
- La  $P_{out}$  depende de la máxima corriente  $I_{Max}$  y máxima tensión  $V_{BR}$  (a través de  $V_{ds,Max}$  y por ende a  $V_{ds,DC}$ ) que está sometido el dispositivo activo
- Existe un interés creciente en materiales de banda prohibida ancha (GaN y SiC) con tensiones de ruptura de cientos de voltios en contraste con las pocas decenas de voltios para los tradicionales FET de GaAs.

- El  $\eta$ , la  $P_{out}$  están limitados por la presencia de la  $V_k$  que mayor influencia tiene cuanto menor es la tensión de alimentación
- En los dispositivos CMOS la  $V_k$  es 3 veces mayor que en los dispositivos típicos. Sea  $V_{DD} = 3V$ ,  $V_k = 0,9V$ , el  $\eta$  ideal del 50% cae a un modesto 35%

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

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

- Amplificador con carga sintonizada
  - Se han considerado dos casos simples de AP, los Clase A y B con carga resistiva pura
  - La sintonización armónica o regímenes de funcionamiento en modo de conmutación pueden mejorar la  $P_{out}$  y el  $\eta$
  - El enfoque más simple 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
  - El funcionamiento TL consiste en cargar la salida del dispositivo activo con terminación en cortocircuito para las frecuencias armónicas
  - Esto permitirá maximizar las excursiones de tensión y corriente en frecuencia fundamental

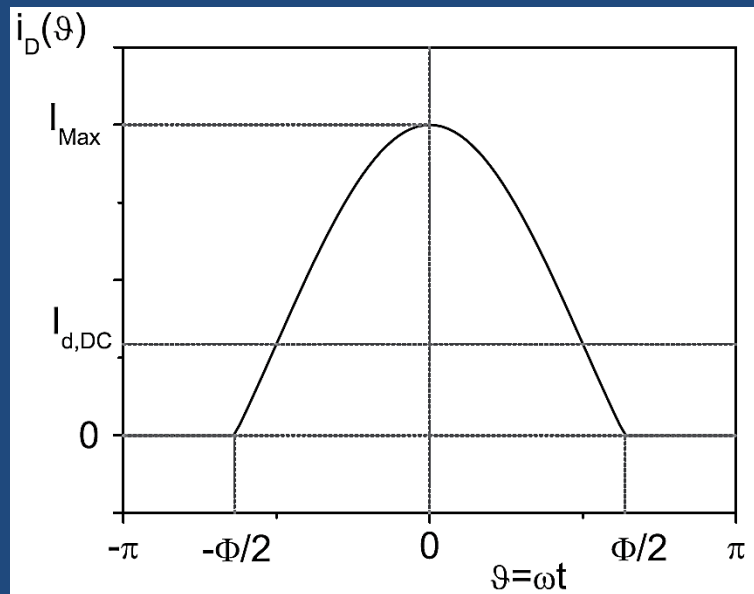


- Se supone que la salida del dispositivo activo funciona como una fuente controlada por tensión (FET) o por corriente (BJT)
- Por simplicidad se supone  $g_m$  constante. Entonces la corriente es una senoide truncada descrita por

$$I_D(t) = \frac{I_{Max}}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \cdot \left[ \cos(\omega \cdot t) - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) \right] \quad \text{si } |\omega t| \leq \frac{\Phi}{2}$$

$$I_D(t) = 0 \text{ de otra manera}$$

•  $\Phi$  es el ángulo de conducción de corriente de drenador (CCA)



– El CCA queda definido por la corriente de polarización de CC y  $I_{Max}$

- Sea  $\xi = \frac{I_{d,DC}}{I_{Max}}$
- $\cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) = \frac{\xi}{\xi - 1}$

– En un AP TL la tensión de drenador, debido a los cortocircuitos para las corrientes armónicas tiene forma senoidal dada por

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

– El comportamiento real puede diferir del ideal aquí tratado

- Los elementos parásitos impiden que las terminaciones en corto para las armónicas se conecten en forma directa con la fuente de corriente
- Pero por otro lado el comportamiento capacitivo intrínseco de la salida tiende a cortocircuitar eficazmente la corrientes armónicas de alta frecuencia
- Por ahora ambos efectos no se tienen en cuenta
- [Ver diapositiva](#)

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

- $i_D(t) = I_0 + I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + I_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) + \dots$
- donde los coeficientes  $I_n$  están dados por

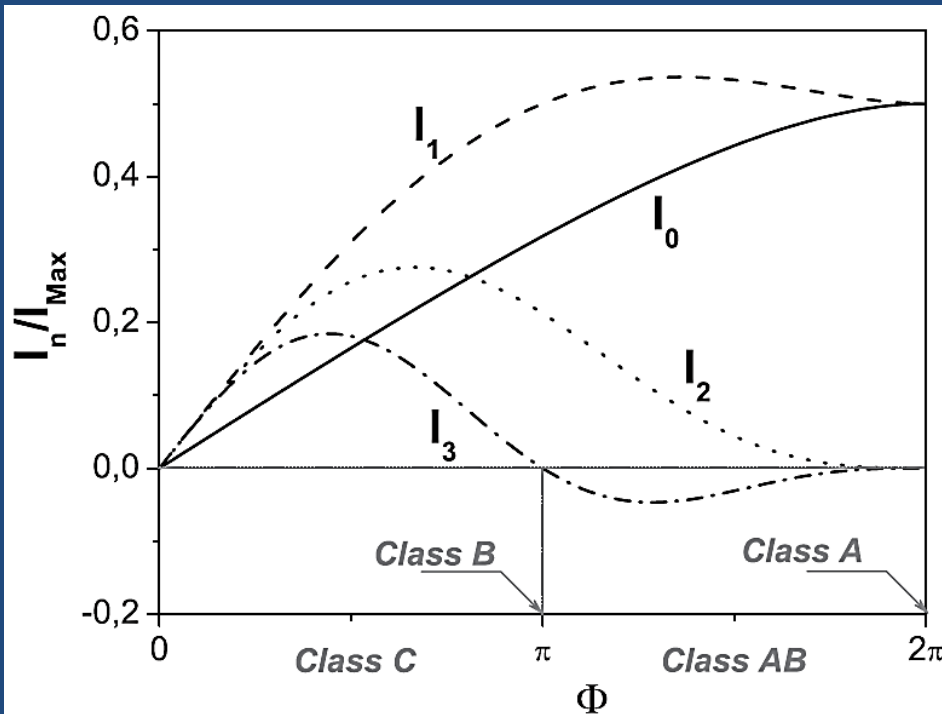
$$I_D(t) = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} & n = 0 \\ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} & n = 1 \\ \frac{2 \cdot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

- Para maximizar la amplitud de la tensión de salida, y por ende la potencia, se debe elegir una carga pura resistiva como carga de la fuente de corriente intrínseca, la carga óptima para la  $f$  fundamental resulta

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

- donde  $R_A$  es la carga óptima para el caso de carga resistiva para un AP Clase A
- La tensión de pico máxima de salida está dada por
- $V_{1,Max} = V_{ds,DC} - V_k$





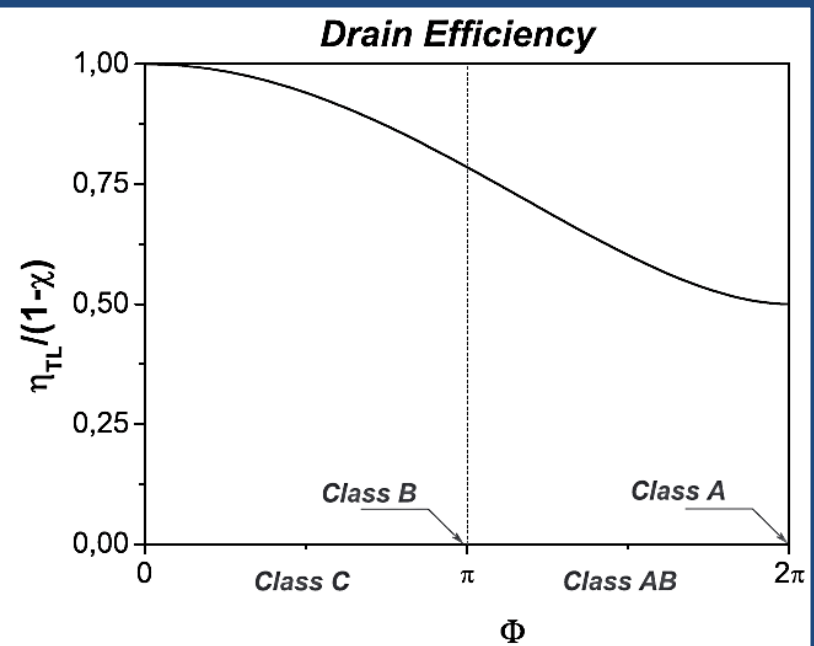
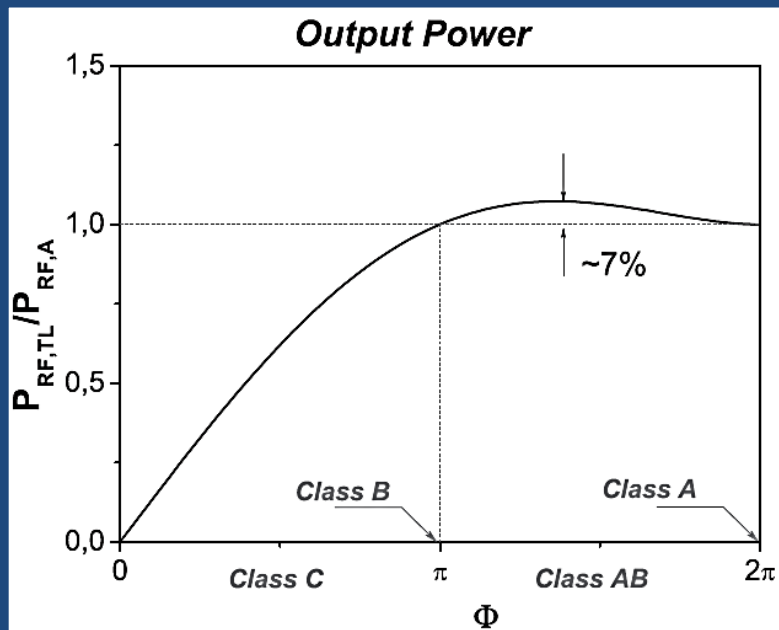
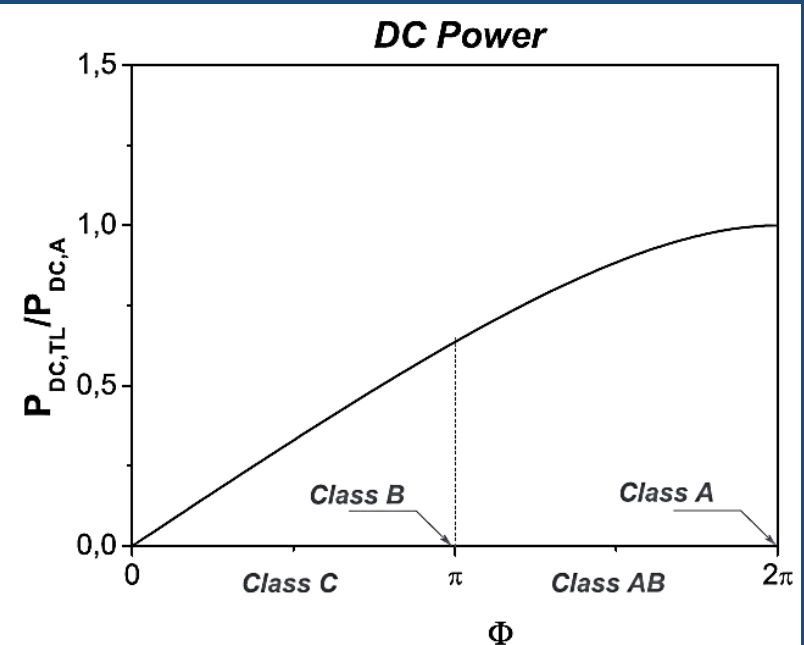
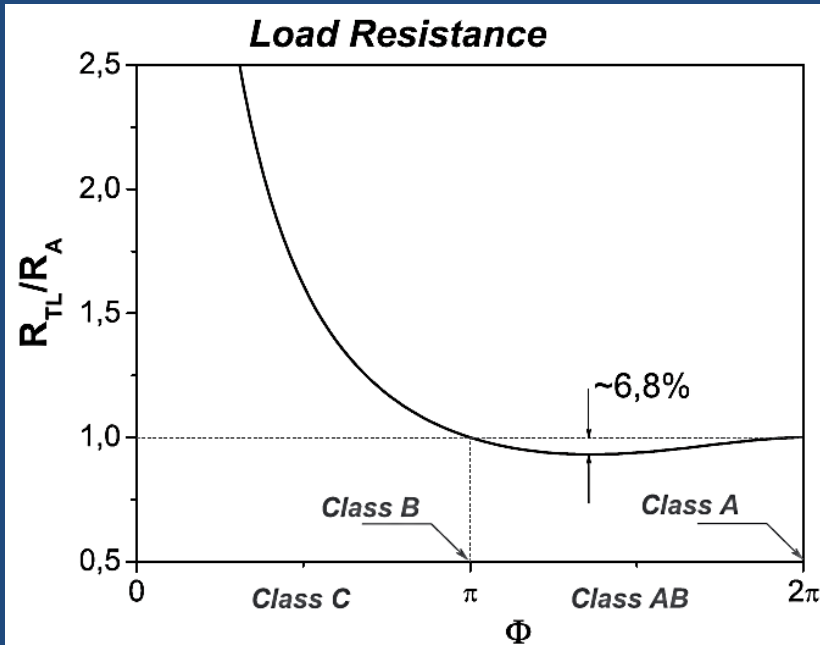
- Corrientes normalizadas con  $I_{Max}$  en función de  $\Phi$
- De la misma forma se obtienen fácilmente la potencia de CC  $P_{DC,TL}$ , la potencia de salida a la  $f$  fundamental  $P_{RF,TL}$  y el  $\eta_{TL}$ , normalizados respecto a los valores de Clase A

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

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

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

- Las mismas se grafican en las siguientes figuras



## – Consideraciones sobre las figuras anteriores

- Polarizando en Clase AB hay un leve aumento de  $P_{out}$  respecto al clase A de referencia hasta el Clase B, pero la  $P_{in}$  en Clase B debe ser 6 dB mayor que para el Clase A
- La carga óptima en Clase AB varía muy poco con el CCA
- El  $\eta$  aumenta en forma constante al disminuir el CCA hasta llegar al 100%
- Pero esto es cierto solo en una primera aproximación, ya que se supuso una tensión de ruptura  $V_{BR,ds}$  constante, pero al disminuir el CCA, la polarización negativa de la puerta respecto al surtidor disminuye la tensión de ruptura

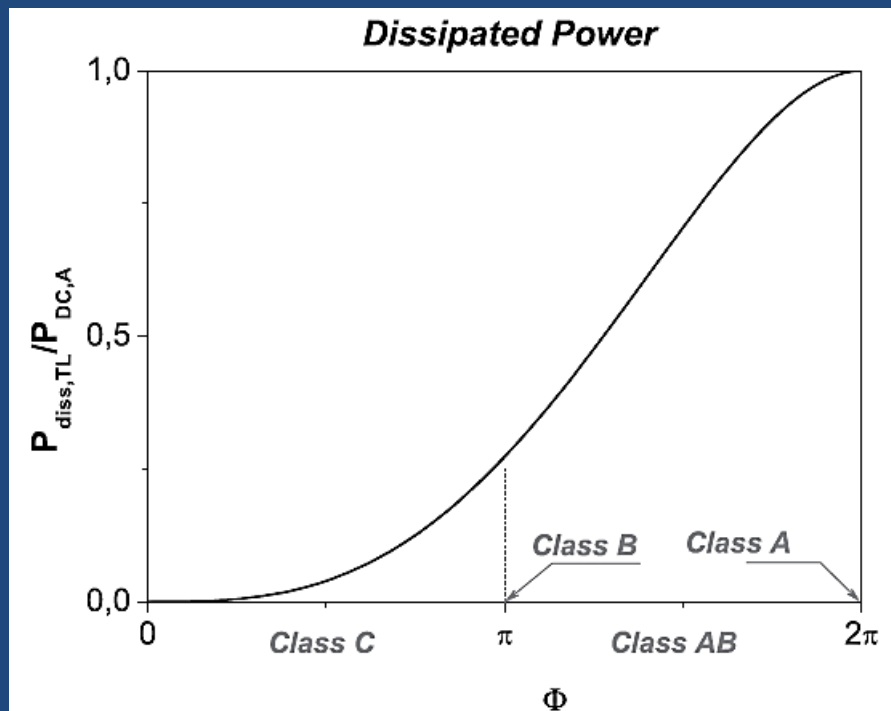
$$- V_{BR,ds} = V_{BR,gd} + V_{gs}$$

## – Potencia disipada en el dispositivo

- Se obtiene integrando el producto de la tensión por la corriente sobre u período

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

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



- 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

## – Terminación de la entrada

- Adaptación conjugada a la  $f$  fundamental para máxima transferencia de potencia al dispositivo activo
- Esta condición garantiza para una carga de salida dada
  - Máxima ganancia
  - Mínima pérdida de retorno de entrada
  - ! Pero solo es aplicable en dispositivos incondicionalmente estables
- Para niveles moderados de excitación, la entrada es medianamente no lineal
  - Entonces la adaptación conjugada debe ser obtenida bajo un régimen de funcionamiento de gran señal
  - Por lo tanto la condición de máxima transferencia de potencia depende del nivel de la potencia de entrada

## – Ganancia de potencia en función del CCA

- Considerando el Clase A la  $P_{out,A}$  para máximas excursiones de la corriente y tensión de salida

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

- Para el caso de un FET, la amplitud de la señal de entrada  $v_{gs,A}$  relacionada con la amplitud de corriente de salida

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

- En forma similar para un polarización genérica Clase AB, la  $P_{out,AB}$  máxima

$$- P_{out,AB} = \frac{1}{2} R_{TL}(\Phi) \cdot I_1^2 = \frac{1}{2} R_{TL}(\Phi) \cdot \left[ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \right]^2 = G_{AB} \cdot P_{in,AB} \quad (3)$$

- Mientras que la amplitud de la onda de la corriente de salida está dada por

$$- \frac{I_{Max}}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \propto v_{gs,AB} \propto \sqrt{P_{in,AB}} \quad (4)$$

- Entonces, surge la siguiente relación para la potencia de entrada, válida para la el mismo límite de corriente máxima alcanzado en ambos casos, igualando  $I_{MAX}^2$  de (2) y (4)

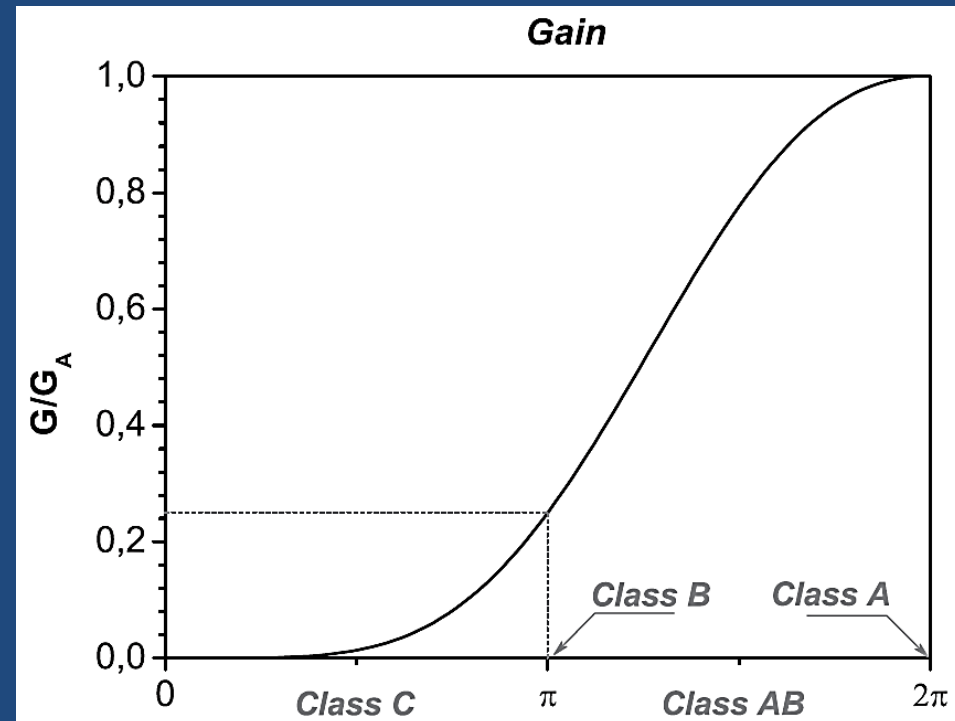
$$- P_{in,AB} = P_{in,A} \cdot \left[ \frac{2}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \right]^2$$

- La relación de potencias de salida entre TL (carga sintonizada) y la Clase A de referencia, dividiendo a (1) por (3) es

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

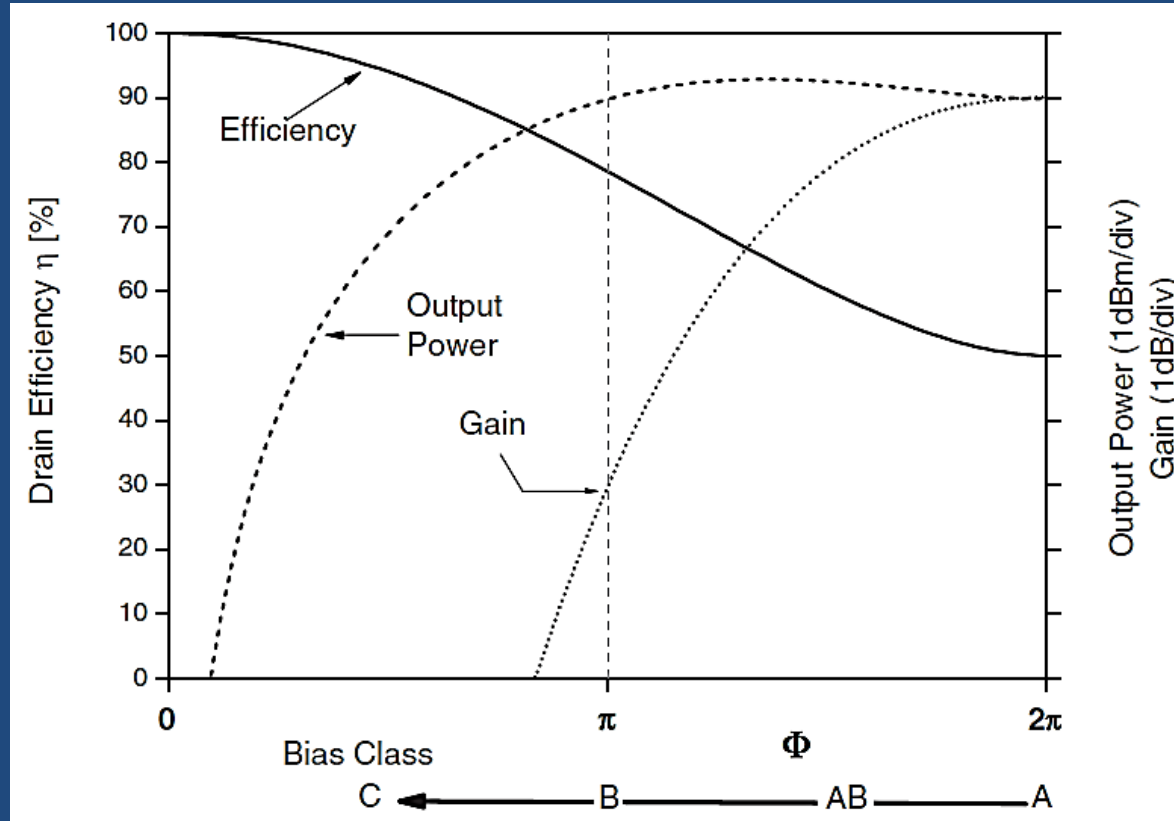
- Combinando las 2 últimas ecuaciones

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



—  $P_{out}$ ,  $\eta$  y  $G$  en función del CCA entre Clase A y Clase B

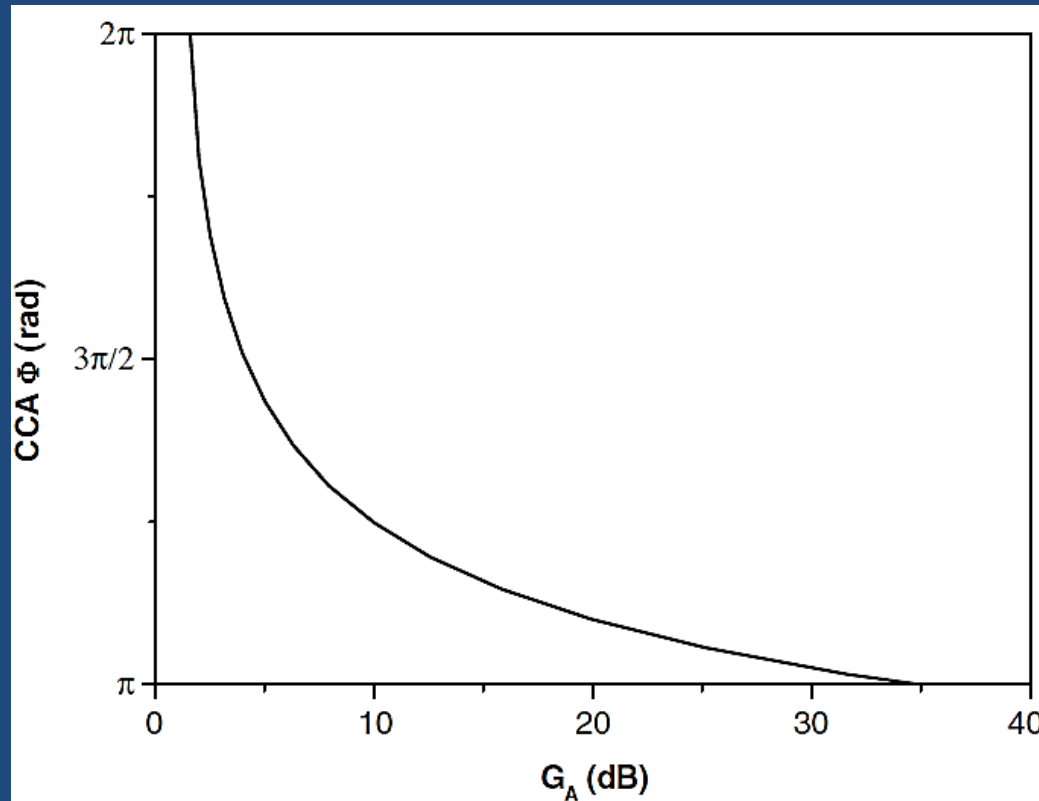
- La potencia de salida máxima permanece casi constante
- el rendimiento aumenta hacia la Clase B
- mientras que, como se esperaba, la ganancia disminuye



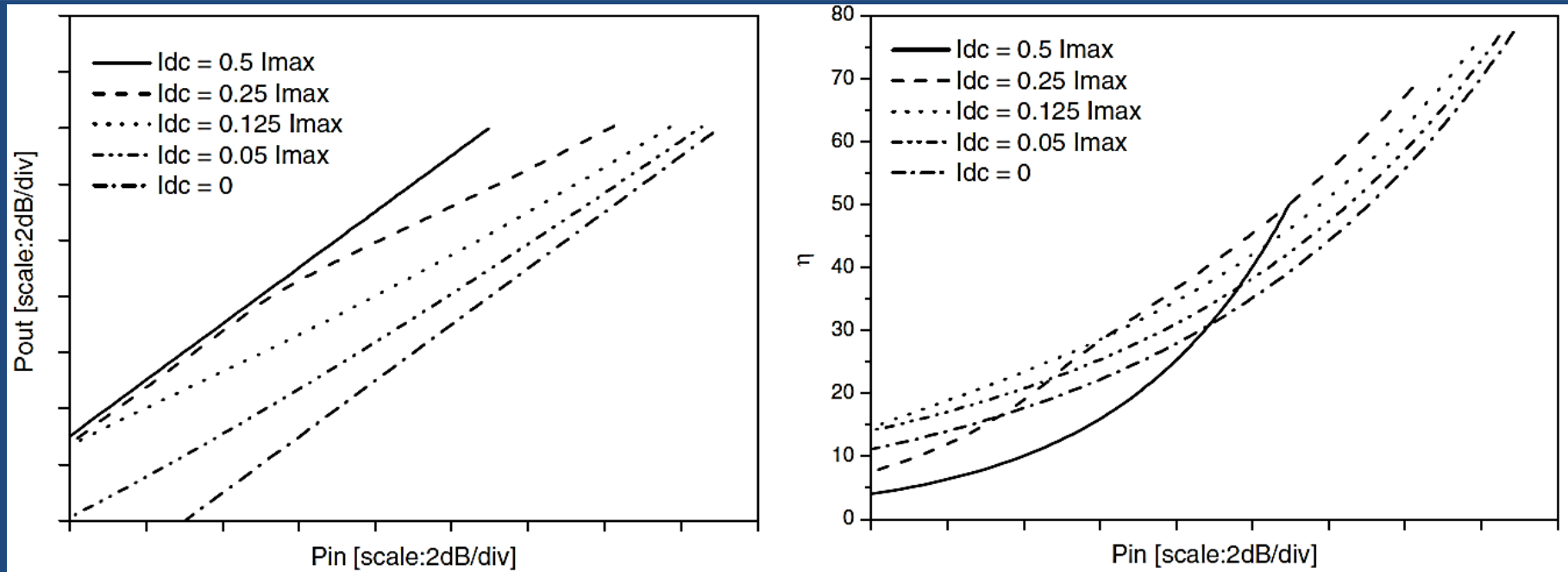


— Considerando el rendimiento de potencia agregada, relacionado con el rendimiento de drenador por

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



— Se puede usar esta expresión para encontrar el punto de polarización óptimo para el AP TL que maximiza el  $\eta_{add}$  en función de la ganancia de referencia  $G_A$  del Clase A

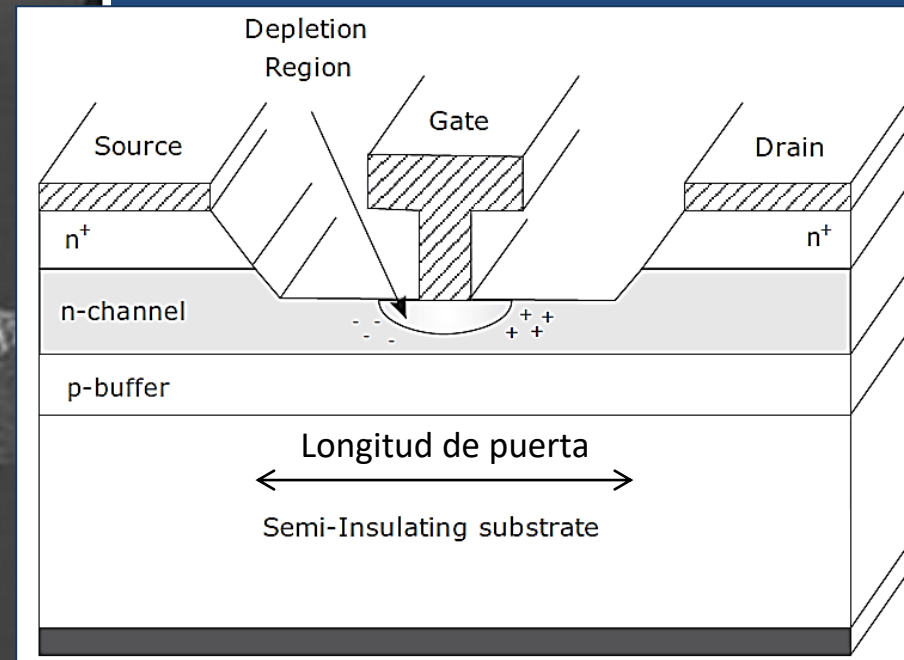
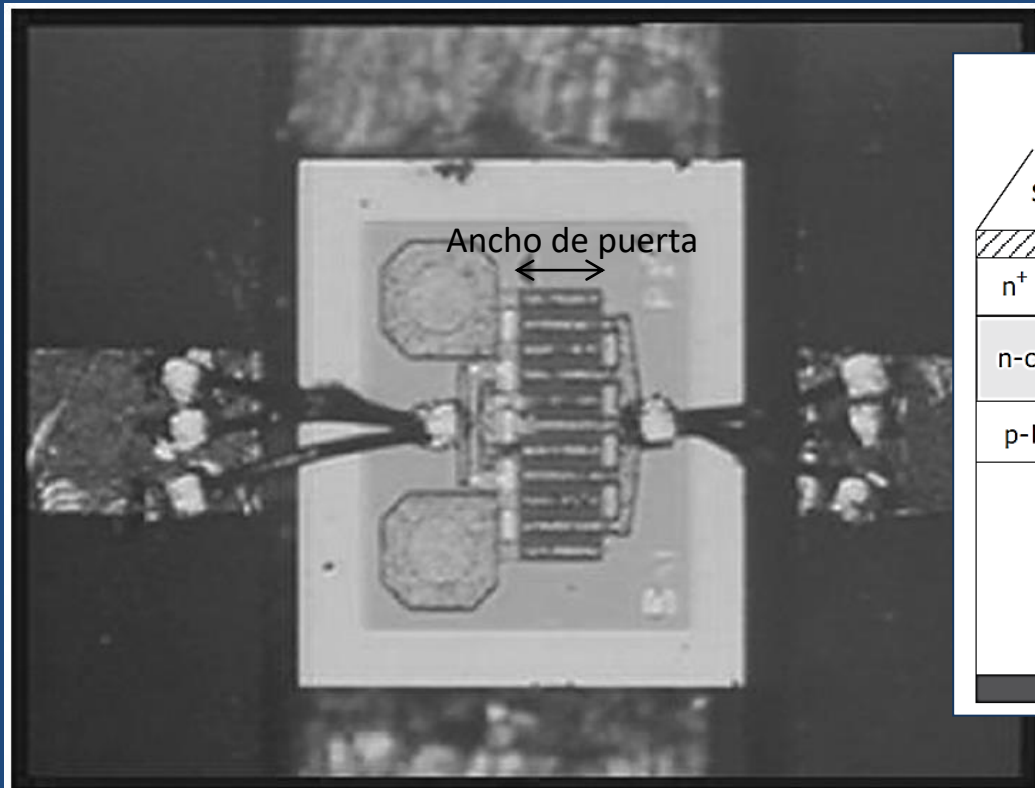


- Una consideración extra surge del análisis de los comportamientos de la potencia de salida y el rendimiento en función de la potencia de entrada
- Al desplazarse de Clase A ( $I_{DC} = 0,5 \cdot I_{Max}$ ,  $\Phi = 2\pi$ ) hacia Clase B ( $I_{DC} = 0 \cdot I_{Max}$ ,  $\Phi = \pi$ ), la  $P_{in}$  debe ser aumentada para restaurar el comportamiento lineal (curva de potencia de salida con pendiente constante y unitaria)
- $I_{DC}$  es la corriente de polarización, la corriente sin señal aplicada a la entrada, no se debe confundir  $I_0$  que es la corriente media con señal aplicada
- Una disminución en la potencia de entrada implica una reducción en el  $\eta$

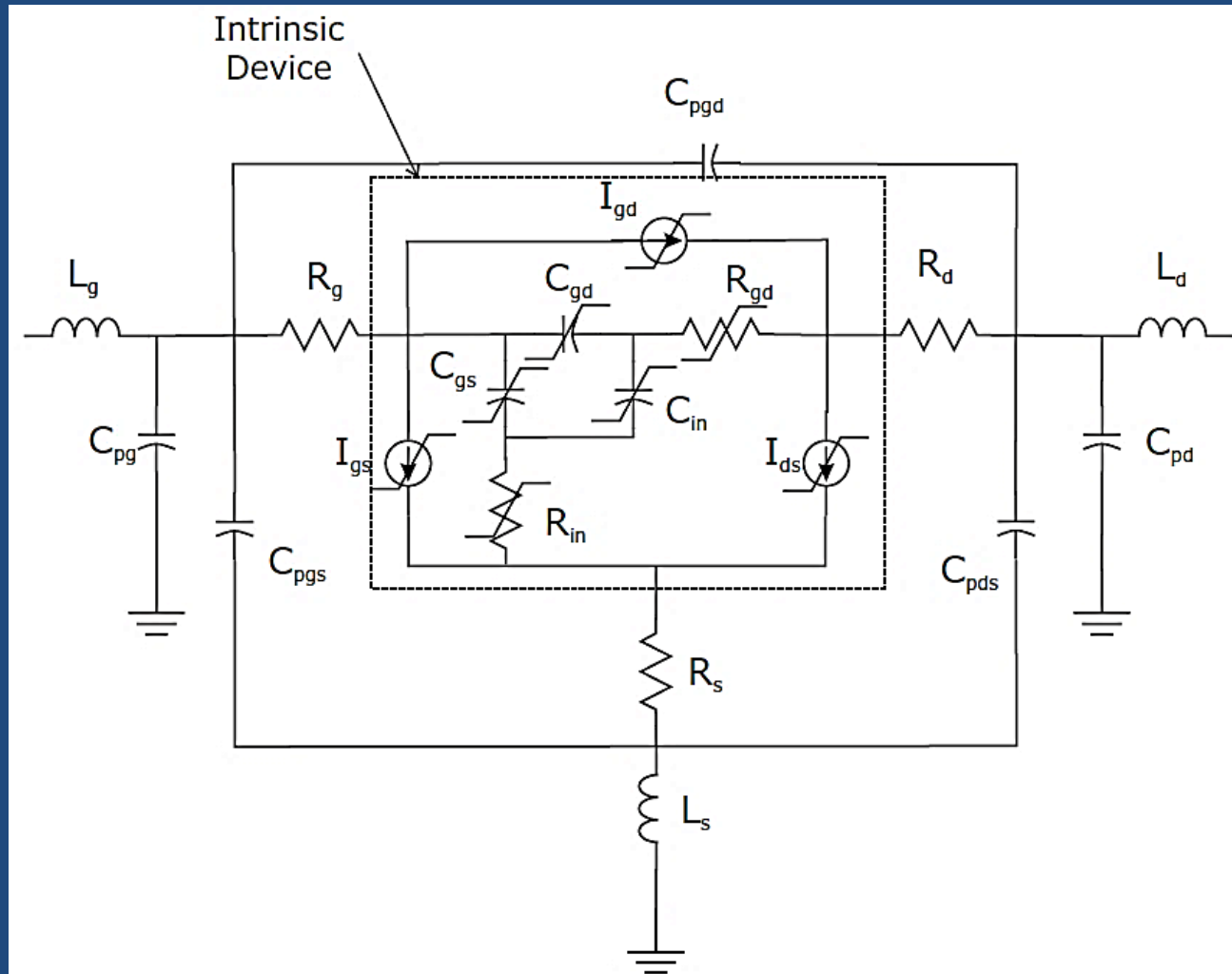
- El conocimiento teórico puede servir para estimar la cantidad de potencia requerida para cada punto de trabajo y el rendimiento de drenador correspondiente.
- En la siguiente tabla se muestra los parámetros principales de un AP TL (con carga sintonizada), suponiendo una transconductancia constante

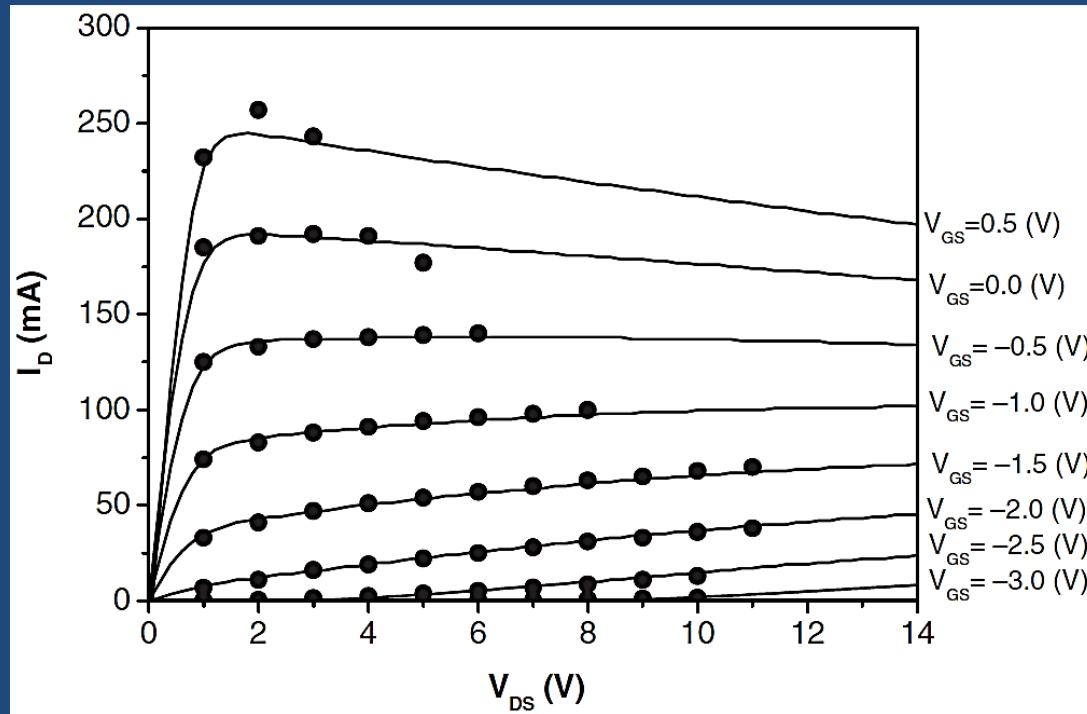
Clase de polarización	A	B
$R_{L,opt} [\Omega]$	$2 \cdot \frac{(V_{ds,DC} - V_k)}{I_{Max}}$	$\frac{3\pi}{4} \cdot \frac{(V_{ds,DC} - V_k)}{I_{Max}}$
$V_{ds,Max} [V]$	$V_{ds,DC} + (V_{ds,DC} - V_k)$	$V_{ds,DC} + (V_{ds,DC} - V_k)$
$P_{out} [W]$	$\frac{(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{4}$	$\frac{2(V_{ds,DC} - V_k) \cdot I_{Max}}{3\pi}$
$\eta [\%]$	$67 \cdot (1 - \chi)$	$85 \cdot (1 - \chi)$
$P_{dis} [W]$	$\frac{(0,5 \cdot V_{ds,DC} + V_k) \cdot I_{Max}}{4}$	$\frac{(0,15V_{ds,DC} + 0.85V_k) \cdot I_{Max}}{4}$

- Ejemplo de diseño de un AP con carga sintonizada
  - Se propone a continuación un diseño de un AP con carga sintonizada TL basado en una MESFET de GaAs, fabricado por Selex usando un proceso de fundición de GaAs de  $0,5\ \mu\text{m}$  (valor directamente relacionado con la mínima longitud de puerta)
  - Se caracteriza por una periferia de puerta de  $1\ \text{mm}$  (número de dedos por su longitud), mayor periferia  $\rightarrow$  mayor  $P_{out}$



- El dispositivo activo ha sido cuidadosamente modelado mediante un circuito equivalente no lineal con datos de mediciones de CC, y mediciones de parámetros  $S$  en forma pulsada para múltiples polarizaciones



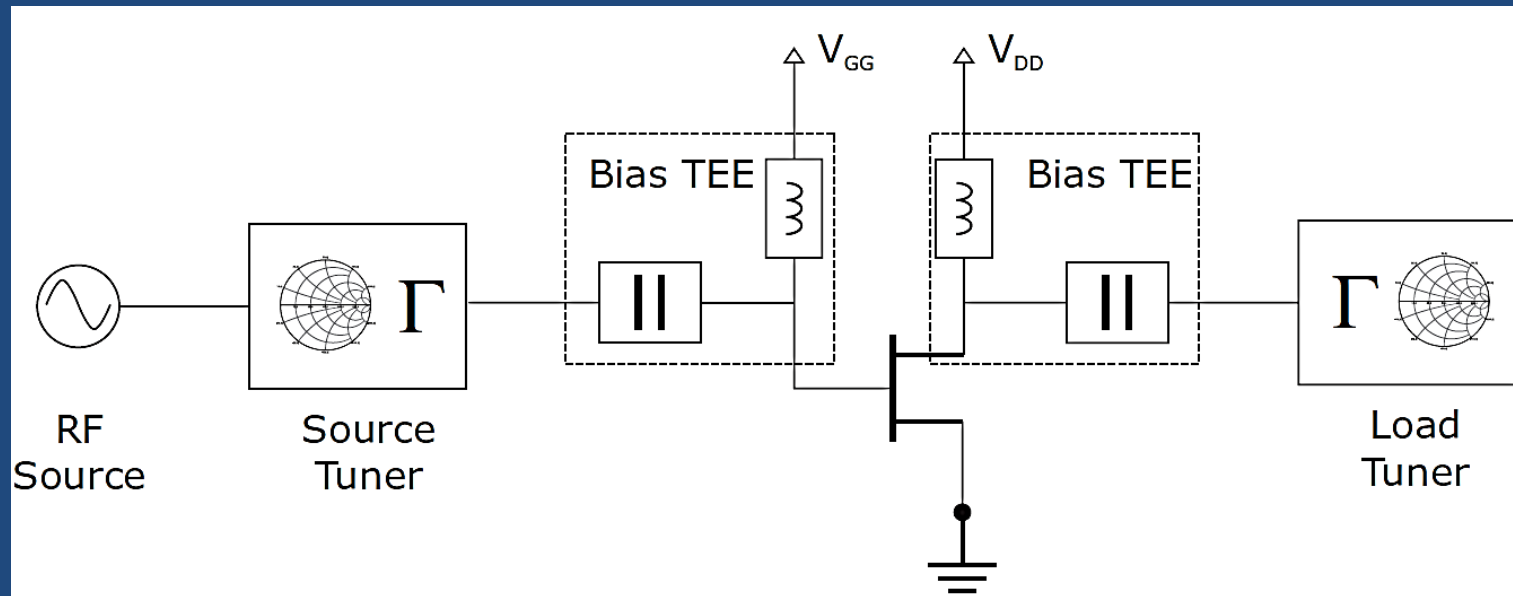


- De la característica IV de salida (en puntos medida y en línea continua simulada) se puede inferir  $V_k \approx 1,5$  V y una  $I_{Max} \approx 250$  mA
- Para diseñar el AP se elige una polarización  $V_{DD} = 5$  V y  $V_{GG} = -1.5$  V, entonces  $I_{DC} = 70$  mA  $\approx 30\% I_{Max}$

- Aplicando  $\xi = \frac{I_{d,DC}}{I_{Max}}$  y  $\cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) = \frac{\xi}{\xi-1}$
- Resulta  $\xi \approx 0,3$  y  $\Phi \approx 4,027$  rad
- $R_A = 2 \frac{V_{ds,DC} - V_K}{I_{Max}} = 28$  ohm
- $R_{TL}(\Phi) = R_A \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{\Phi - \sin(\Phi)} = 26,2$  ohm
- $P_{RF,A} = \frac{1}{2} \frac{I_{Max}}{2} \cdot (V_{ds,DC} - V_K) = 219$  mW = 23,4 dBm

- $P_{RF,TL} = \frac{I_1 \cdot V_1}{2} = \frac{P_{RF,A}}{\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} = 234 \text{ mW} = 23,7 \text{ dBm}$
- $\eta_{TL} = \frac{P_{RF,TL}}{P_{DC,TL}} = \eta_A \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{2 \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} = 47,5\% \quad (\eta_A = 35\%)$
- Los valores reales pueden diferir ligeramente de los obtenidos con estas expresiones simplificadas
- El resultado exacto solo lo puede dar un análisis no lineal riguroso
- La  $f$  elegida fue 5 GHz
- Partiendo del valor inicial calculado para  $R_{TL}$ , se fueron optimizando las terminaciones de salida para cumplir las condiciones de TL
- Se impuso carga puramente resistiva a la  $f$  fundamental y corto circuitos para los armónicos a la salida de la fuente de corriente intrínseca
- Para la entrada se aseguró una adaptación conjugada

– Para la simulación se usó el simulador MDS, un ancestro del ADS



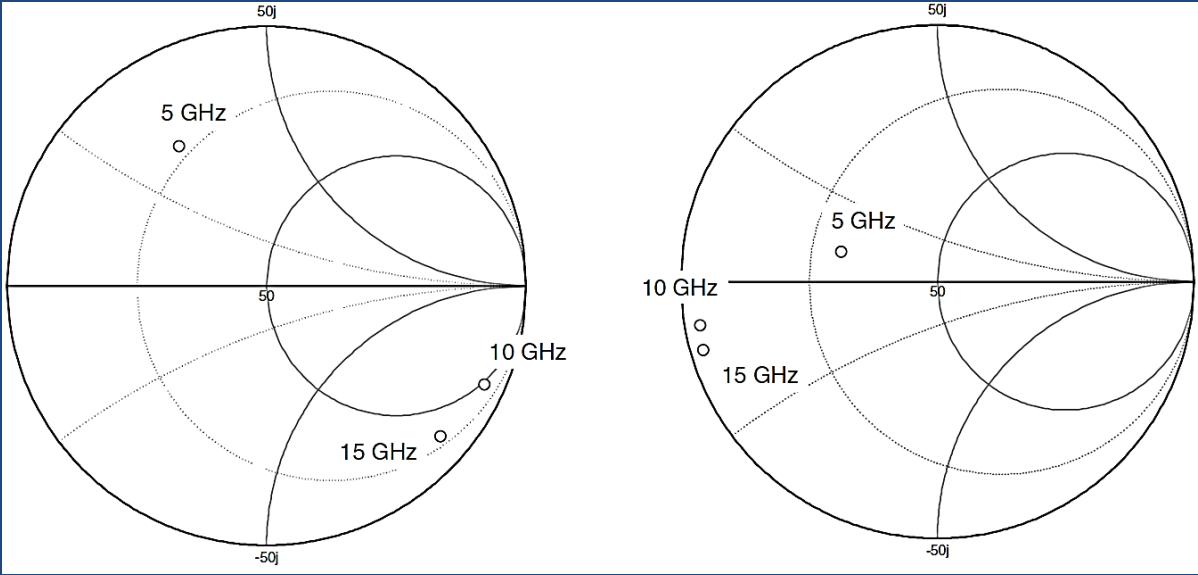
- El sintonizador de salida se ajustó para producir una carga resistiva pura en la  $f$  fundamental y terminaciones en corto circuito para el 2do y 3er armónico
- Se asume que las terminaciones encontradas son cortocircuitos para  $f$  superiores a los 15 GHz
- El sintonizador de entrada se ajustó para adaptación conjugada a la entrada



- En la tabla se muestran las terminaciones, intrínseca, de entrada y de salida óptimas para el AP TL
- La carga sintetizada en la frecuencia fundamental  $R_{TL} \approx 26,5\text{ ohm}$ , está muy cerca del valor estimado aplicando el modelo simplificado del dispositivo ( $g_m$  constante)

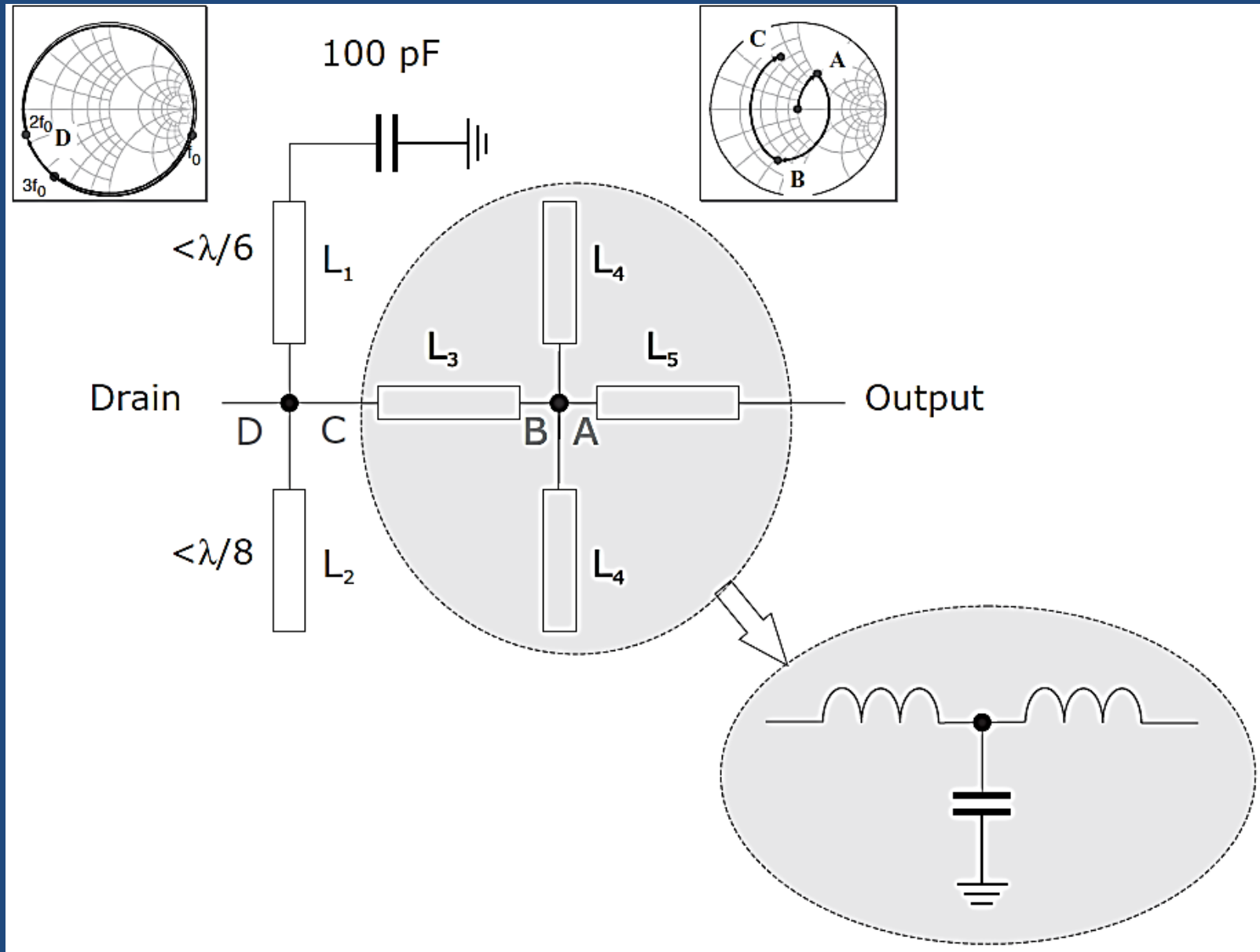
– La cartas de Smith muestran a la izquierda  $Z_{in,1}$ ,  $Z_{in,2}$ , y  $Z_{in,3}$  y a la derecha  $Z_{out,1}$ ,  $Z_{out,2}$ , y  $Z_{out,3}$

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

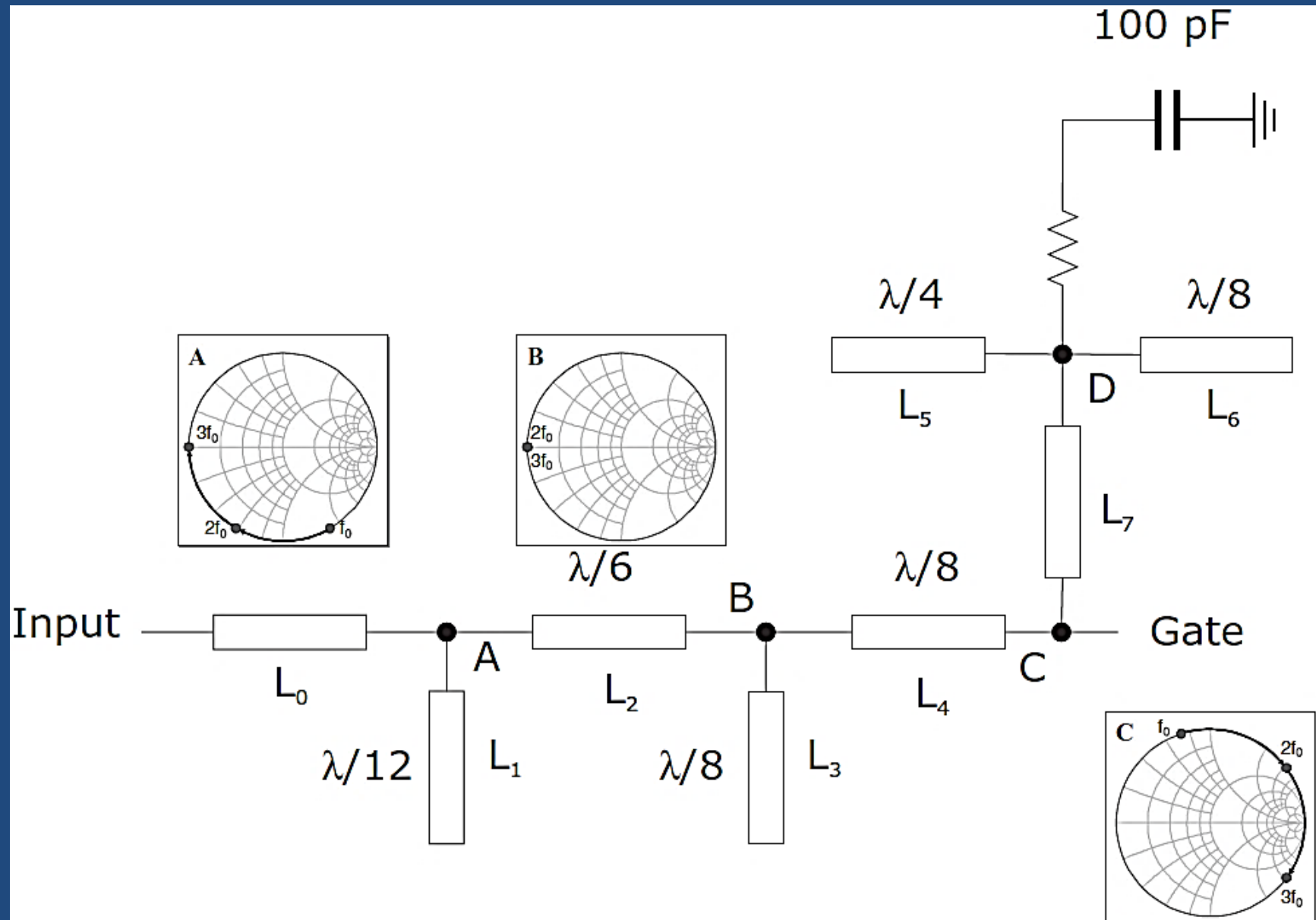


- El siguiente paso consiste en el diseño de las redes de adaptación para cumplir con las condiciones de la tabla anterior
  - Este paso depende la tecnología a implementar, soluciones distribuidas con LT o componentes discretos
  - Para este AP se adopta una solución híbrida
  - Las redes de adaptación se diseñaron en un sustrato de alúmina ( $h = 635$  micras,  $\epsilon_r = 9,9$ ,  $\tan\delta = 0,0019$ )
- Para la red de salida se adopta la topología indicada en la diapositiva siguiente
  - Dado que las terminaciones del 2do y 3er armónico deben ser capacitivas se sintetizaron stubs abiertos y cortocircuito, cortos
  - En particular, el stub abierto  $L_2$  se utiliza para controlar la impedancia en  $2f_0$
  - la línea terminada en cortocircuito  $L_1$  se incluye para controlar la impedancia en  $3f_0$
  - Dado que la polarización se aplica directamente por los puertos de RF,  $L_1$  se cortocircuita con un capacitor de 100pF
  - La terminación en la frecuencia fundamental, está formada por la red  $L_3$ ,  $L_5$  y los dos stubs abiertos  $L_4$

# – Red de salida para el AP con TL

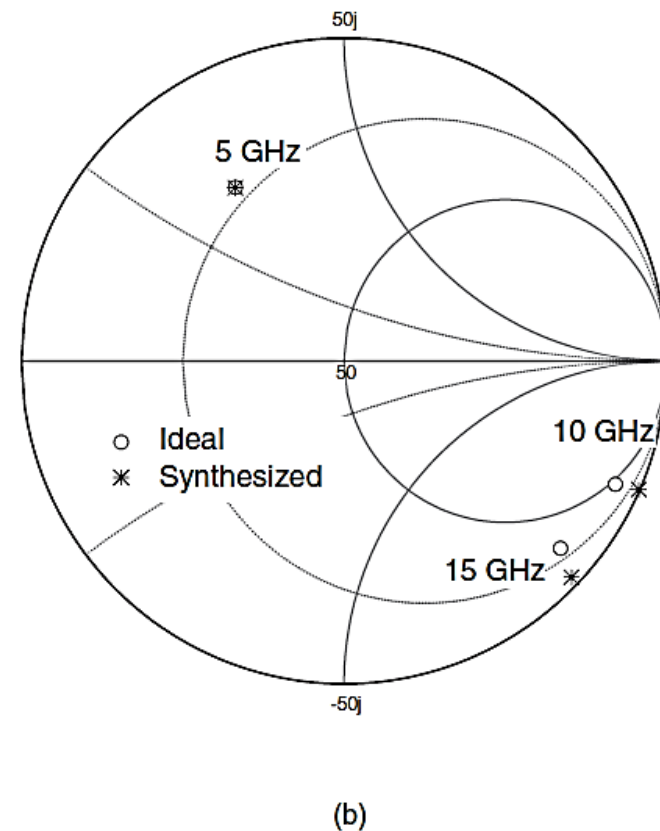
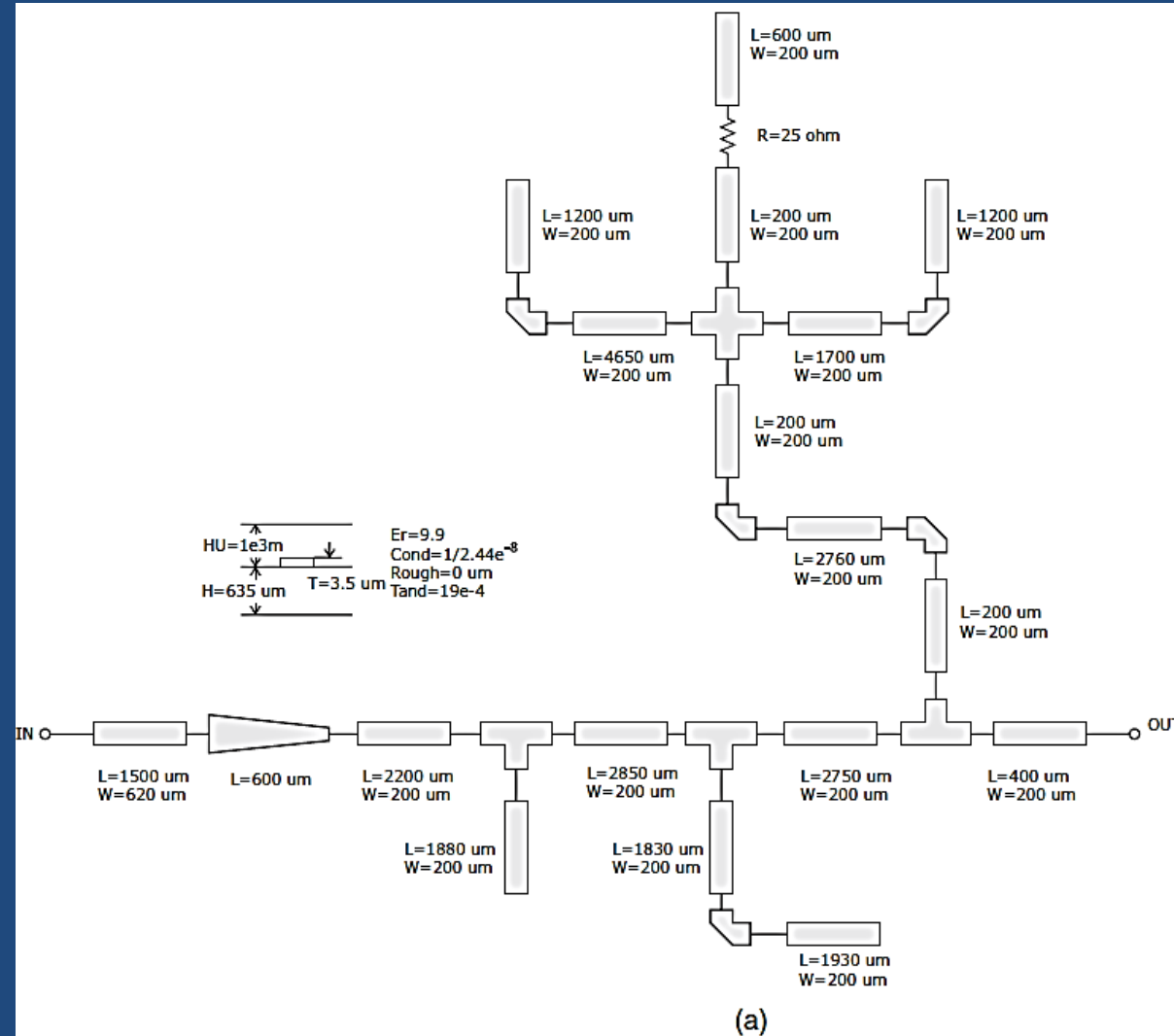


– Se adoptó un enfoque similar para la red de entrada

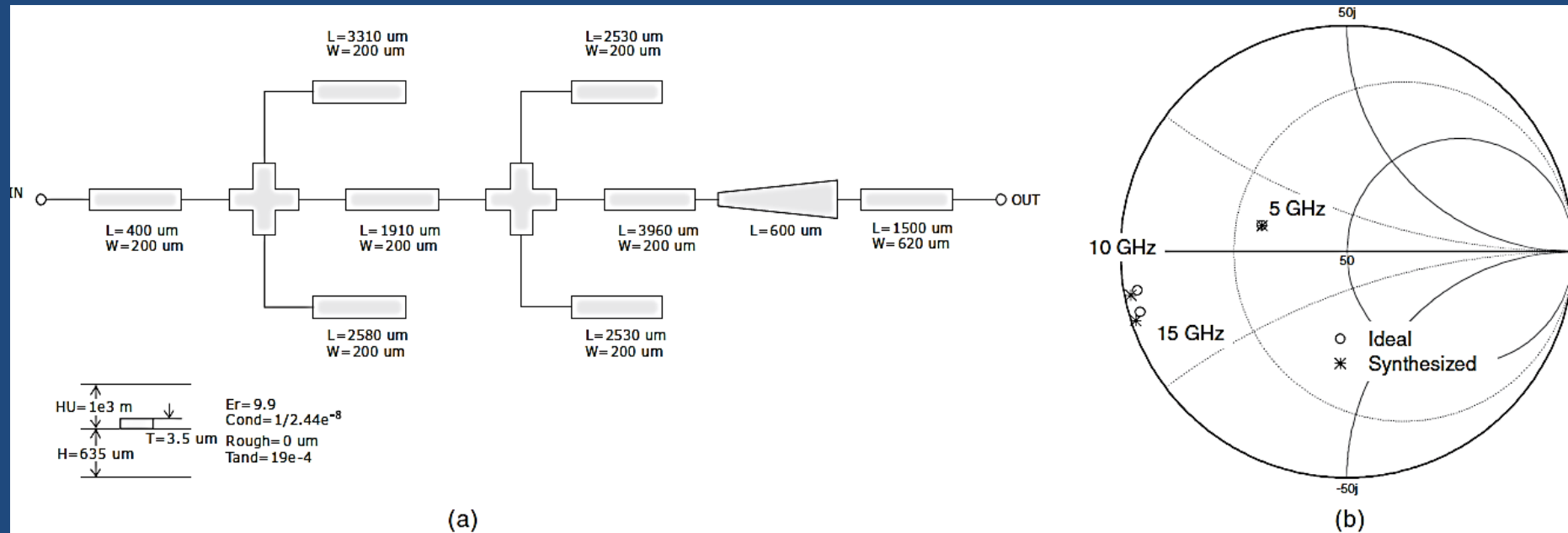


- El control de las terminaciones armónicas se implementó con stubs y líneas de transmisión de  $L_1$  a  $L_4$
- El stub  $L_1$  y la línea  $L_2$  se usaron para controlar la carga en  $3f_0$
- El stub  $L_3$  se utilizó para controlar la impedancia en  $2f_0$
- El stub abierto  $L_1$  garantiza en A 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 consigue aproximadamente con una línea de  $\lambda/8$  a  $f_0$
- Para cumplir la adaptación conjugada a la frecuencia fundamental, se añadió una línea de transmisión  $L_0$  a la entrada de esta red
- Para 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  $2f_0$ ).  $L_7$  se usa para ajustar el efecto
- Las redes propuestas posteriormente fueron optimizadas para sintetizar los niveles de impedancia de la tabla. Las mismas se muestran a continuación

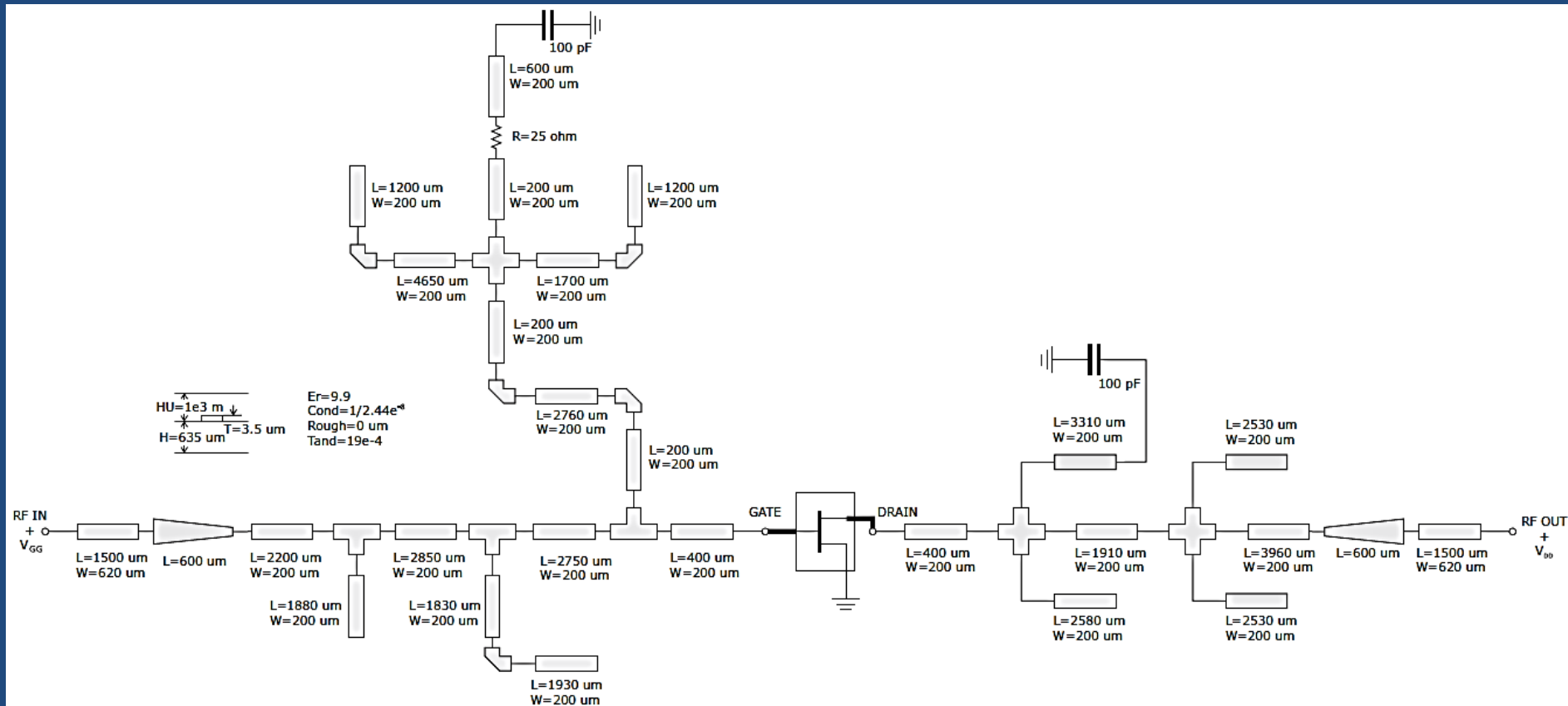
- En la figura inmediata, a la izquierda red de entrada diseñada para el AP TL, a la derecha comparación entre las impedancias ideales y sintetizadas



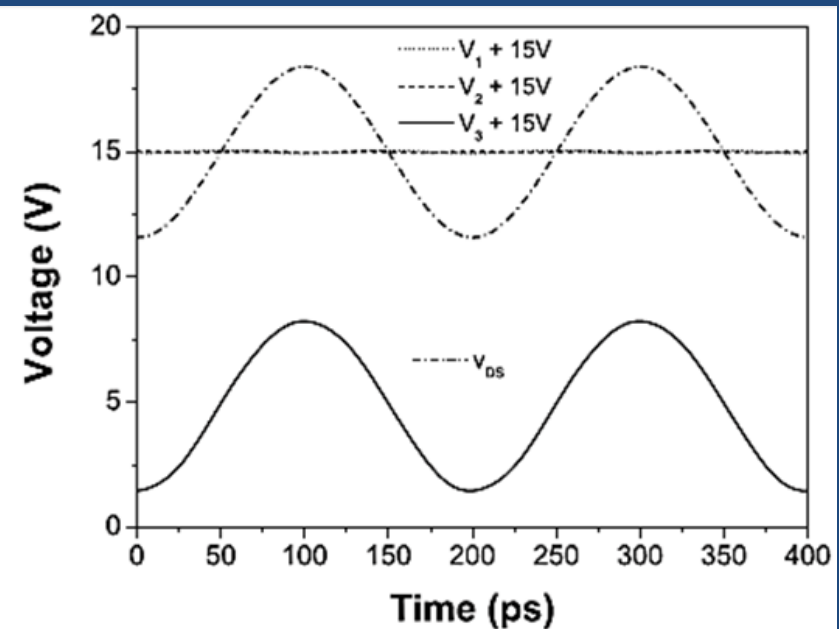
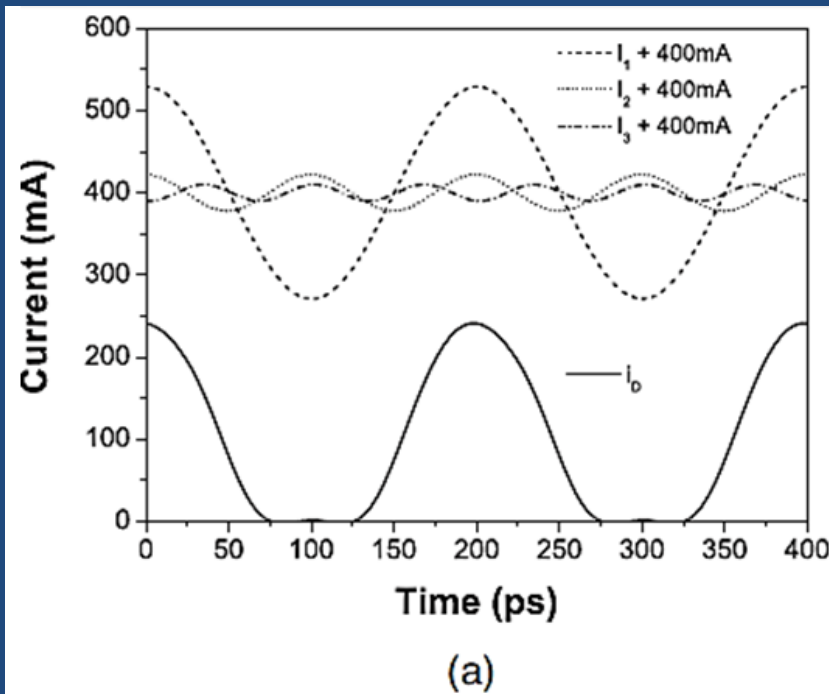
# – Red de salida diseñada para el AP TL y comparación entre las impedancias ideales y sintetizadas



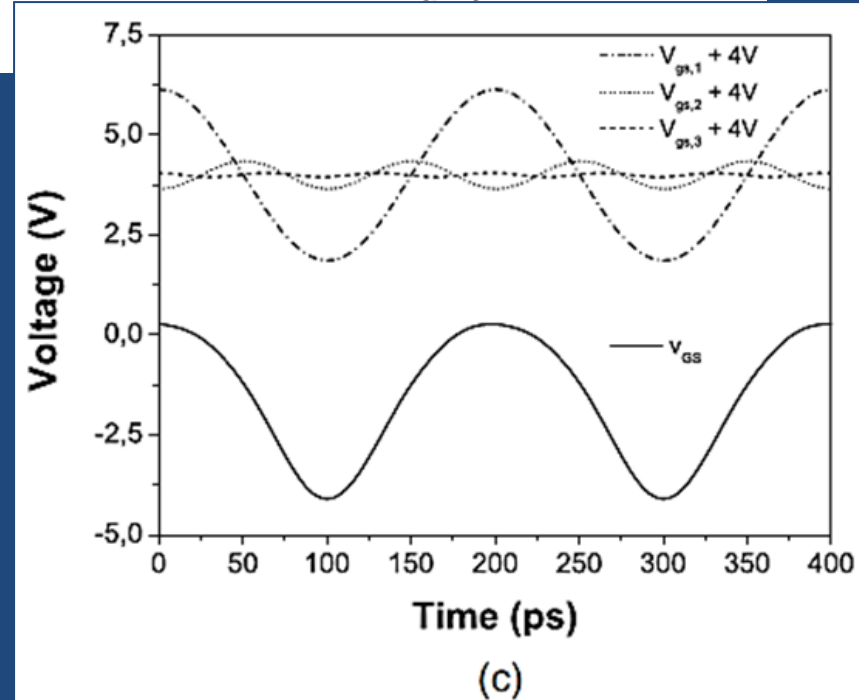
# – Vista global del AP TL



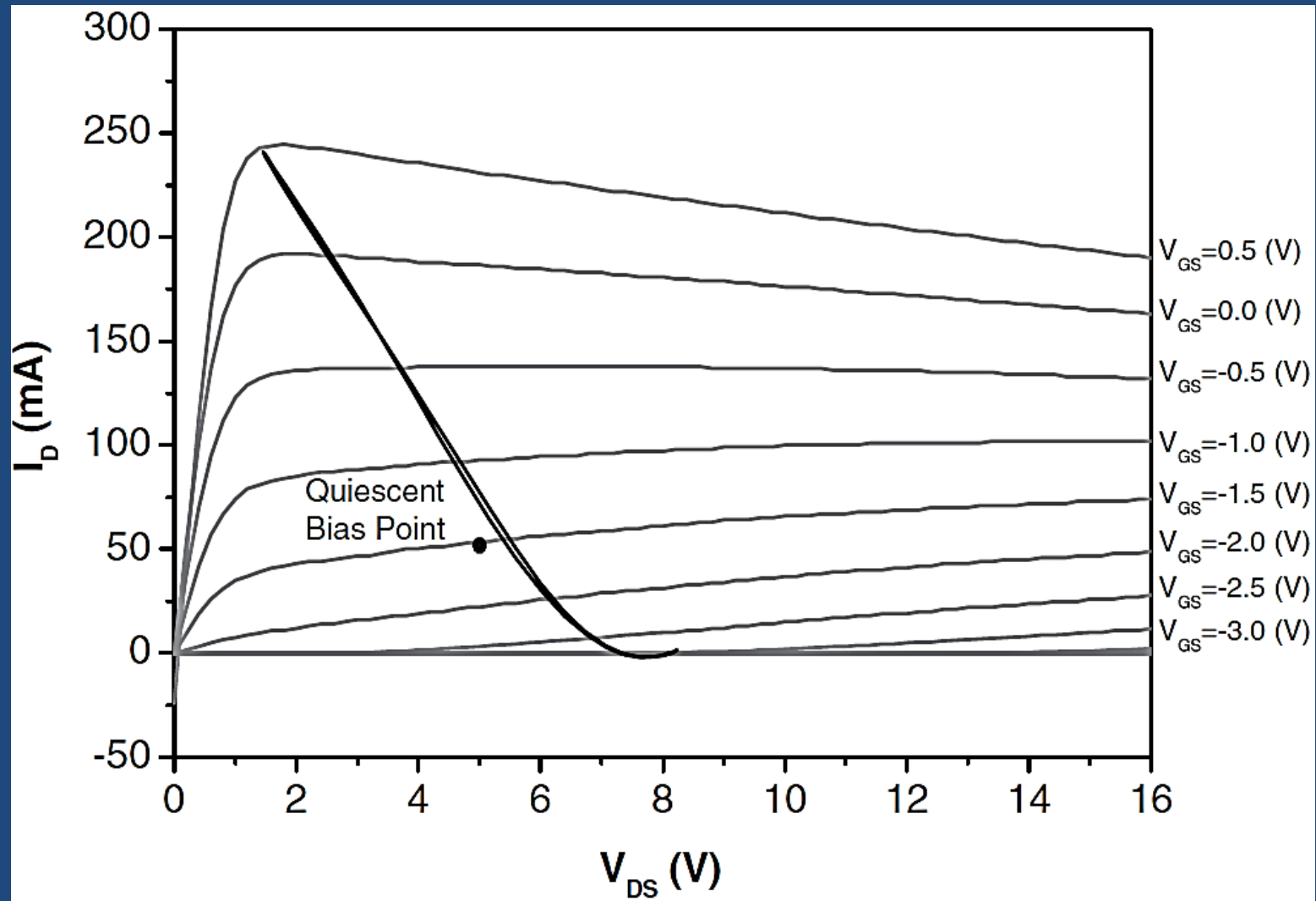




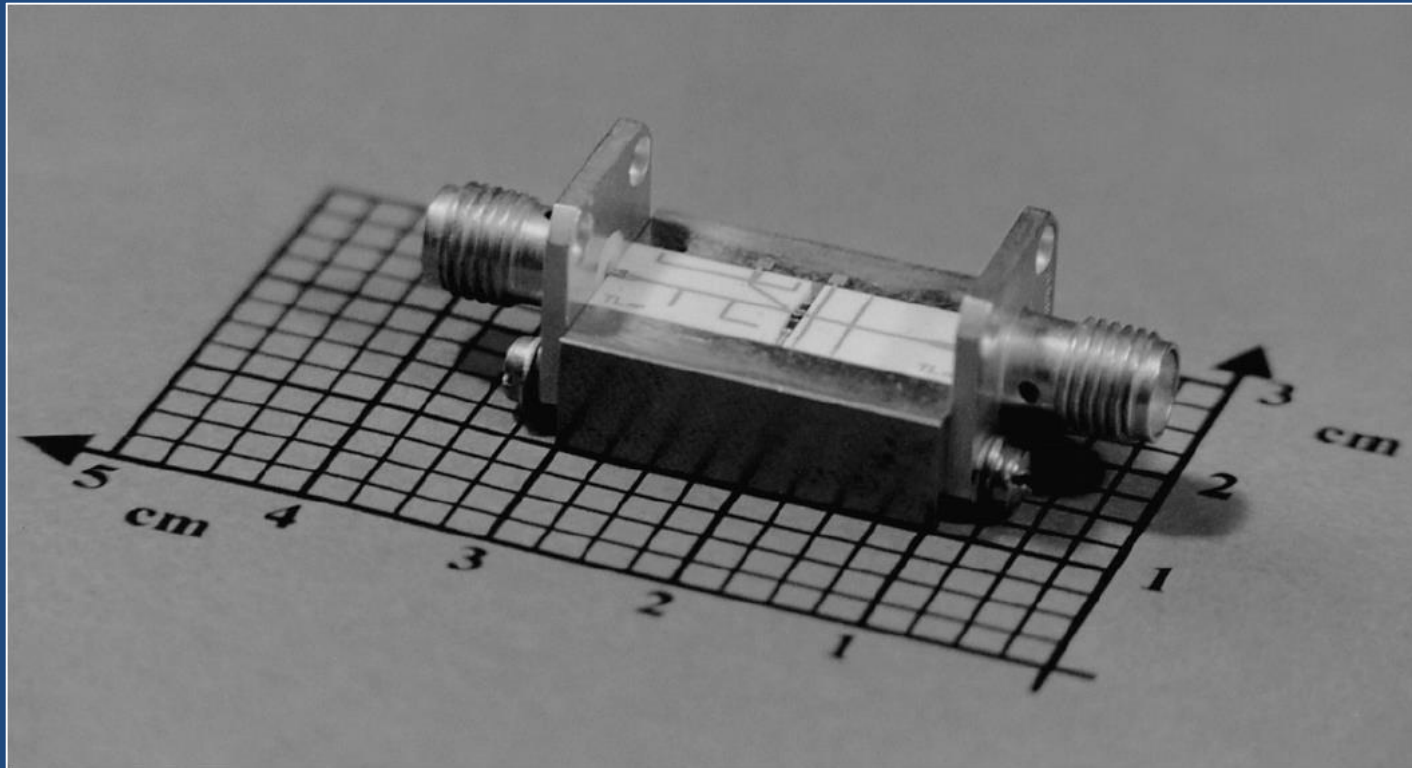
- Corriente simulada (a) y tensión simulada (b) a través de la fuente de corriente intrínseca y la correspondiente tensión de control (c), junto con los respectivos componentes armónicos



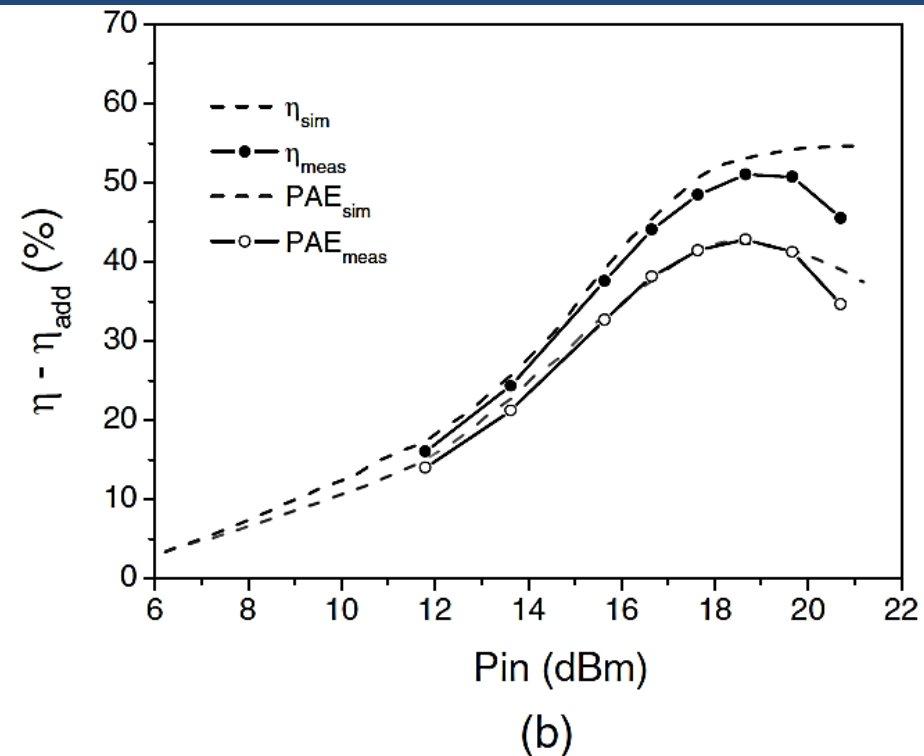
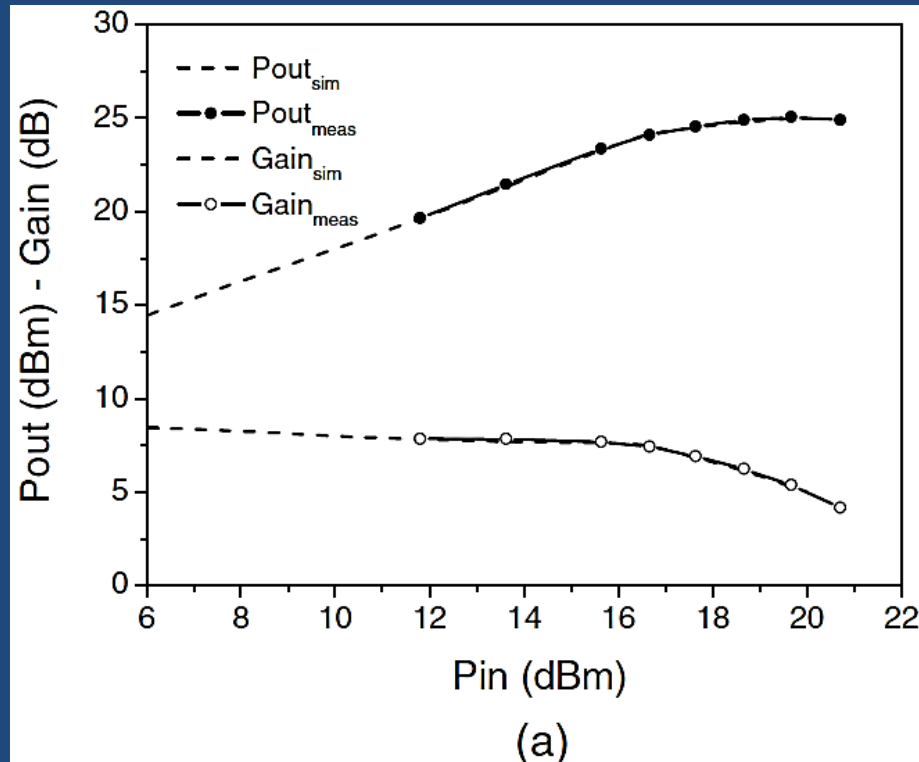
- Curva de carga simulada en el punto de 1 dB de compresión de la ganancia, la que es muy parecida a la curva ideal anticipada



– Fotografía del AP híbrido TL ya implementado



- 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



- 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

- En algunos casos el ejemplo no encuentra los símbolos de las celdas que deben ser insertadas en otras celdas, por lo que se deben agregar manualmente