

Amplificadores de Potencia de RF Fundamentos

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

Daniel Rabinovich drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar

Ramón Oros roros@electronica.frc.utn.edu.ar

Claudio Paz cpaz@frc.utn.edu.ar

Año 2016

• Introducción *

- Los AP de RF son componentes esenciales en sistemas donde hay transmisión de energía electromagnética
 - Telecomunicaciones
 - Radar
 - Guerra electrónica
 - Hornos de microondas
 - Templado de piezas mecánicas
 - Diagnóstico por imágenes, etc.
- Aplicaciones muy diversificadas → implementaciones muy diversificadas, difieren en
 - Funcionamiento
 - Tecnología (desde TWT en satélites hasta MMIC en celulares)
 - Diseño

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

- Objetivo
 - Aumentar el nivel de potencia de la entrada para una banda de f dada
- Especificaciones
 - Especificaciones de los amplificadores de pequeña señal
 - Ganancia (con estabilidad)
 - Bajo ruido
 - Ancho de banda
 - Especificaciones de los amplificadores de potencia
 - Potencia de salida
 - Rendimiento o bajo consumo de energía
 - Bajo nivel de distorsión
 - Ganancia

- Otras consideraciones
 - La P de salida (para un f dada) es el principal parámetro para la selección de dispositivos
 - El alto η condiciona el funcionamiento en un modo alineal que puede causar distorsión
 - El diseño de un AP es el resultado de un compromiso entre requisitos contradictorios tales como
 - Linealidad vs. eficiencia o
 - Alta potencia de salida vs. baja distorsión
 - Además los enfoques de diseño son muy variados y dependen de
 - Frecuencia f
 - Ancho de banda BW
 - Tecnología
 - Aplicación

- Definición de los parámetros de los AP

- Sea un banda de frecuencias $B=[f_{Low}, f_{High}]$

- $P_{out} = P_{out}(f) = \frac{1}{2} Re\{V_{out} \cdot I_{out}^*\} \quad f \in [f_{Low}, f_{High}]$

- $P_{in} = P_{in}(f) = \frac{1}{2} Re\{V_{in} \cdot I_{in}^*\} \quad f \in [f_{Low}, f_{High}]$

- Ganancia de potencia

- $G(f) = \frac{P_{out}(f)}{P_{in}(f)} \quad f \in [f_{Low}, f_{High}]$

- Para niveles pequeños de señal de entrada el AP se comporta casi linealmente

- $G_L(f) = \lim_{P_{in} \rightarrow 0} [G(f)] \quad f \in [f_{Low}, f_{High}] \quad G_L \text{ ganancia lineal}$

- Cuando aumenta la P_{in} las variaciones de I y V quedan limitadas por sus no linealidades saturándose la salida

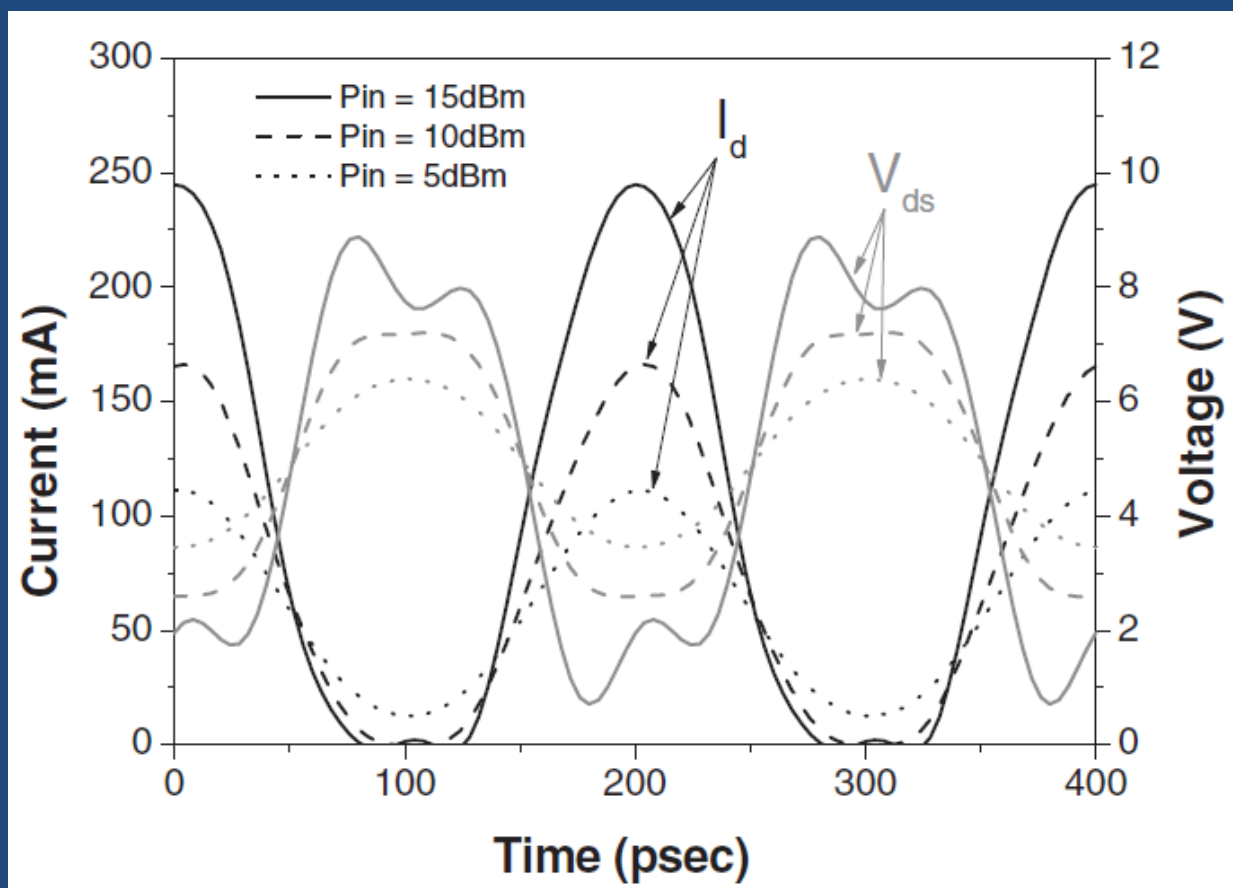
- $P_{sat}(f) = \lim_{P_{in} \rightarrow \infty} [P_{out}(f)] \quad f \in [f_{Low}, f_{High}]$

– y la ganancia de potencia se aproxima a cero

$$\lim_{P_{in} \rightarrow \infty} [G(f)] = 0 \quad f \in [f_{Low}, f_{High}]$$

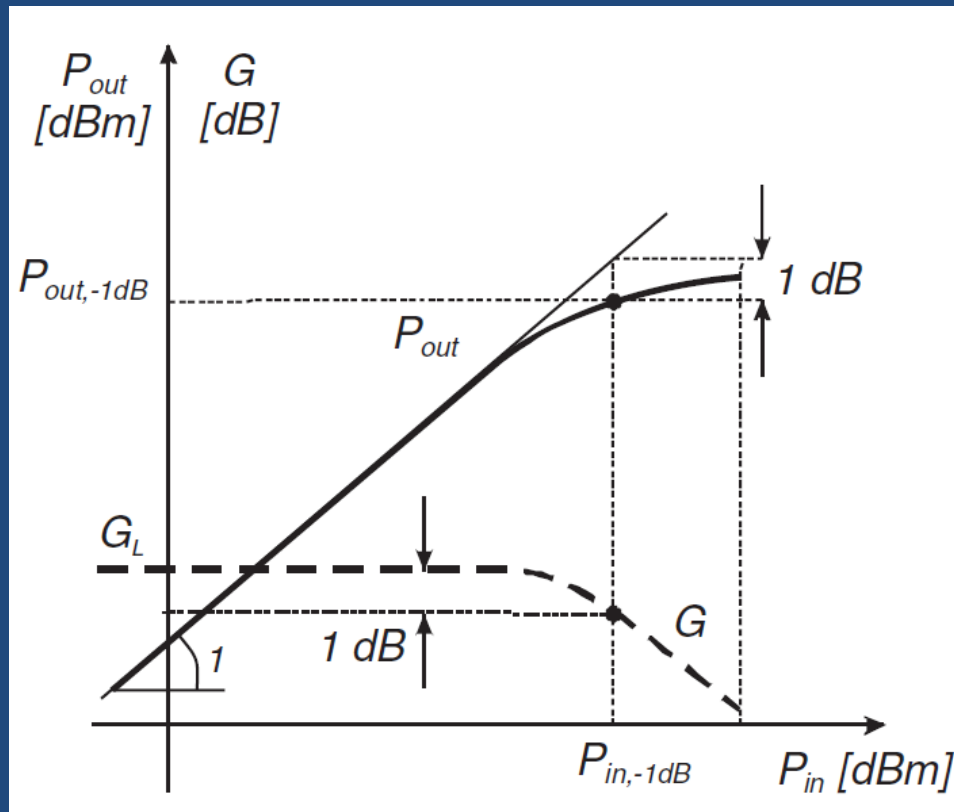
– La figura muestra formas típicas de corriente y tensión de salida de un dispositivo activo para P_{in} creciente

- Ambas cambian de una forma sinusoidal a una distorsionada



– Debido al amplio RD de las señales de un AP, los niveles de P se expresan en unidades logarítmicas

- $P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) = 10 \log_{10} P_{mW} = 10 \log_{10} P_W + 30$ donde $f \in [f_{Low}, f_{High}]$, la operación inversa es $P_{mW} = 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}$
- $G_{dB} = 10 \log_{10}(G) = P_{out,dBm} - P_{in,dBm}$



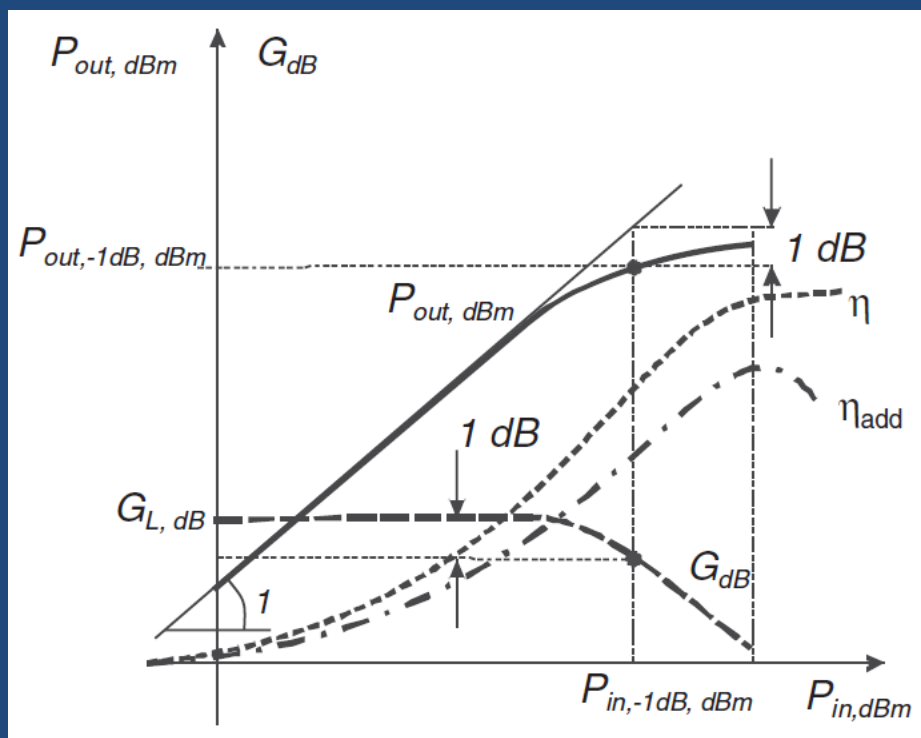
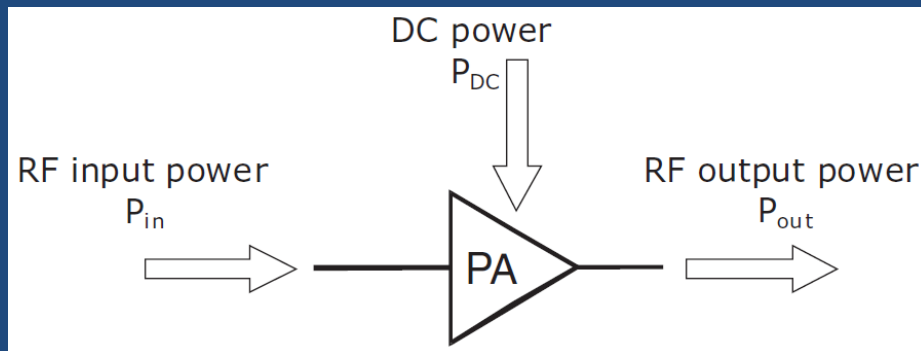
– Una figura de mérito muy usada es la potencia de salida para 1 dB de compresión de la ganancia

- $P_{out,-1dB} = (G_{L,dB} - 1) + P_{in,-1dB}$

– La potencia entregada por la fuente de alimentación

- $P_{DC} = V_{bias} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_{bias}(t) \cdot dt$

- La eficacia del proceso se mide por el rendimiento η del amplificador



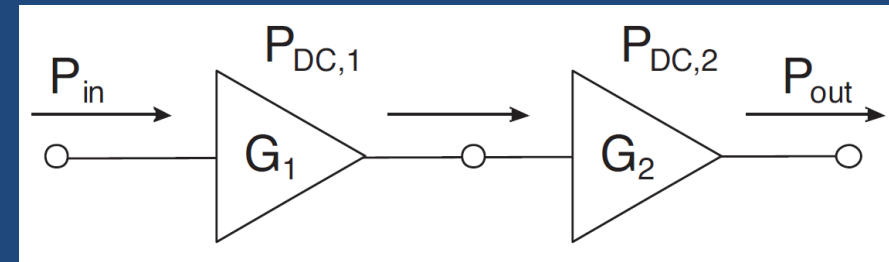
- $\eta \triangleq \frac{P_{out}}{P_{DC}}$
- rendimiento de drenador (η_d) o de colector (η_c) según que dispositivo se utilice
- Un η elevado implica menor potencia de CC y menor disipación en el dispositivo
- La siguiente ecuación muestra que el η crece potencialmente con la P_{in} en dBm mientras G se mantiene constante
 - $\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{G \cdot P_{in}}{P_{DC}} = \frac{G}{1000 \cdot P_{DC}} \cdot 10^{\frac{P_{in,dBm}}{10}}$
- El η tiende a saturarse en un valor máximo
- a medida que aumenta la frecuencia, la ganancia del AP disminuye, porque disminuye también la ganancia de sus constituyentes activos

- No se puede ignorar, especialmente en microondas la contribución de la potencia de entrada
- La potencia de RF neta agregada por el dispositivo se define
 - $P_{add} \triangleq P_{out} - P_{in} = P_{out} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)$
- El rendimiento de potencia agregada PAE o η_{add}
 - $\eta_{add} \triangleq \frac{P_{add}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)}{P_{DC}}$
- El η_{add} presenta un máximo para una compresión de 2 a 4 dB de la ganancia, en esta región el dispositivo es altamente no lineal
- Para los AP que manejan señales con envolvente no constante se promedian las señales durante un período de la envolvente y se pondera por la función de densidad de probabilidad (PDF) adecuada

- $\eta = \frac{P_{out,AVG}}{P_{DC,AVG}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T P_{out}(t) \cdot PDF(t) \cdot dt}{\frac{1}{T} \int_0^T P_{DC}(t) \cdot PDF(t) \cdot dt}$

- Si hay varias etapas en cascada el rendimiento total se calcula por

$$\bullet \eta_{tot} = \frac{P_{out}}{P_{DC,1} + P_{DC,2}} = \frac{\eta_2}{1 + \frac{P_{DC,1}}{P_{DC,2}}} = \frac{\eta_2}{1 + \frac{\eta_2}{\eta_1 \cdot G_2}}$$



- Dado que normalmente $P_{DC,2} \gg P_{DC,1}$ el η_{tot} queda dominado η_2
- La mayor pérdida de potencia se localiza en el dispositivo activo

$$\bullet P_{diss,out} \triangleq \frac{1}{T} \cdot \int_T v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Importante

- donde $v(t)$ e $i(t)$ son la tensión de salida y la corriente de salida del dispositivo, y la integración se realiza sobre un período de la señal de RF
- Se puede relacionar la potencia disipada con el η_{add} , dado que

$$\bullet P_{diss,out} = P_{DC} - P_{add} = P_{DC} - P_{out} + P_{in}, \text{ y que } P_{DC} = \frac{P_{out} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right)}{\eta_{add}}$$

$$\bullet P_{diss,out} = P_{out} \cdot \frac{\left[(1 - \eta_{add}) - \frac{(1 - \eta_{add})}{G}\right]}{\eta_{add}} \approx P_{out} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{add}} - 1\right)$$

- Un η_{add} alto disminuye la P disipada en el dispositivo activo, reduciendo los problemas térmicos y aumentando la vida útil del dispositivo

- Parámetros de distorsión
 - Los fenómenos no lineales, compresión y saturación, limitan el η , y la P_{out} de un amplificador
 - Además, el comportamiento no lineal introduce distorsión en las formas de onda de $v(t)$ y $i(t)$ de salida a veces más allá de los límites admisibles
 - En especial los sistemas que NO tienen envolvente constante (como QAM, GSM, etc.), además de alto η , deben cumplir estrictos requerimientos con respecto a la linealidad y la pureza espectral
 - El comportamiento no lineal (es decir, la distorsión) es una importante figura de mérito de los AP
 - Existen varios indicadores de linealidad o desviación de la linealidad en los AP, dependiendo de las especificaciones del sistema y esquemas de modulación que se vayan a adoptar

- Consideremos por simplicidad una aproximación de 3^{er} orden (serie de Mc Laurin), sin memoria ni retardos (serie de Volterra), como descripción de la característica de transferencia de un AP

- $y(t) = k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + k_3 \cdot x^3(t)$

- Sea una excitación mono tonal cosenoidal

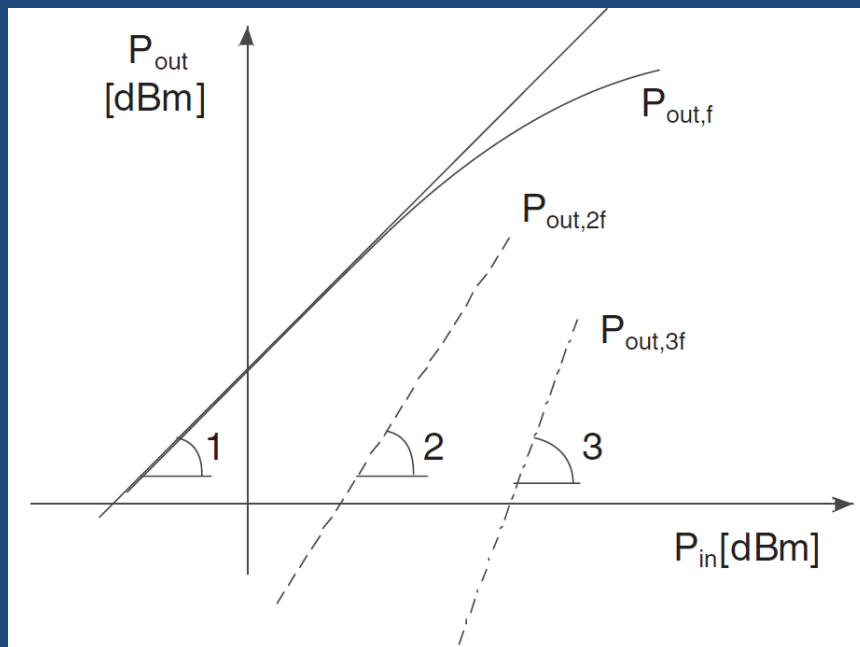
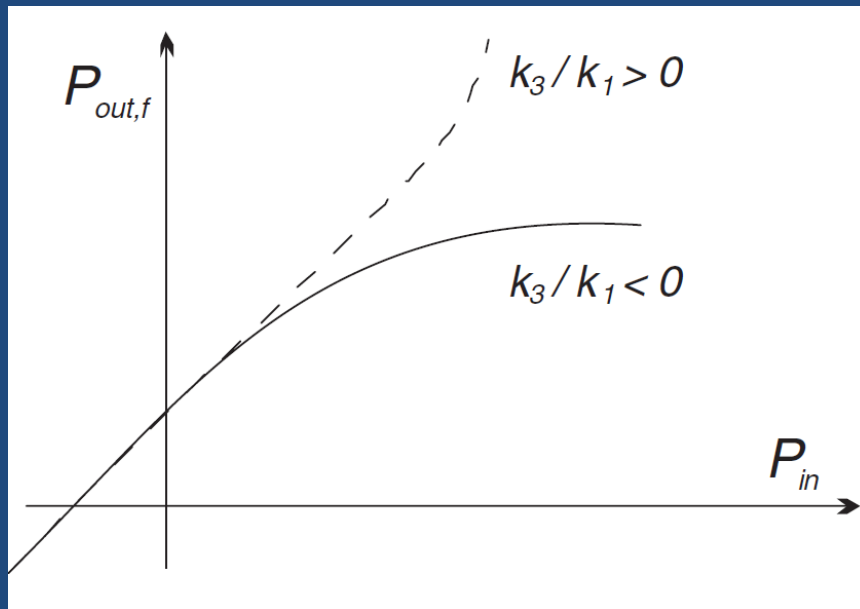
- $x(t) = X \cdot \cos(2\pi f \cdot t) = X \cdot \cos(\omega \cdot t) = \frac{X}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})$

- La potencia de entrada es ($R_L = 1 \text{ ohm}$)

- $P_{in} = \frac{X^2}{2}$

- Entonces la potencia de salida queda definida por

- $$P_{out,f} = \frac{1}{2} \left[X \cdot \left(k_1 + \frac{3}{4} k_3 \cdot X^2 \right) \right]^2$$
$$= k_1^2 \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} \cdot P_{in} \right)^2 \cdot P_{in} = G_L \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} \cdot P_{in} \right)^2 \cdot P_{in}$$



– y la ganancia de gran señal

$$G = \frac{P_{out,f}}{P_{in}} = G_L \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{k_3}{k_1} \cdot P_{in}\right)^2$$

– La ganancia ahora depende de P_{in}

– Si $3k_3/2k_1$ es negativo hay compresión
si es positivo hay expansión

– Con el mismo procedimiento se pueden analiza $P_{out,2f}$ y $P_{out,3f}$

$$P_{out,2f} = \frac{1}{2} \left(k_2 \cdot \frac{X^2}{2}\right)^2 = \frac{1}{2} G_L \left(\frac{k_2}{k_1}\right)^2 \cdot P_{in}^2$$

$$P_{out,3f} = \frac{1}{2} \left(k_3 \cdot \frac{X^3}{4}\right)^2 = \frac{1}{4} G_L \left(\frac{k_3}{k_1}\right)^2 \cdot P_{in}^3$$

– La $P_{out,nf}$ para cualquier nf

$$P_{out,nf} \propto (P_{in})^n \Leftrightarrow P_{out,nf,dBm} \propto n \cdot P_{in,dBm}$$

- Distorsión armónica

- La distorsión debida al enésimo armónico se define

- $HD_{nf} \triangleq \frac{P_{out,nf}}{P_{out,f}}$

- Usando las expresiones anteriores

- $HD_{2f} = \frac{1}{2} \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^2 \cdot P_{in} \quad \text{y} \quad HD_{3f} = \frac{1}{4} \left(\frac{k_3}{k_1} \right)^2 \cdot P_{in}^2$

- La distorsión armónica total se define como

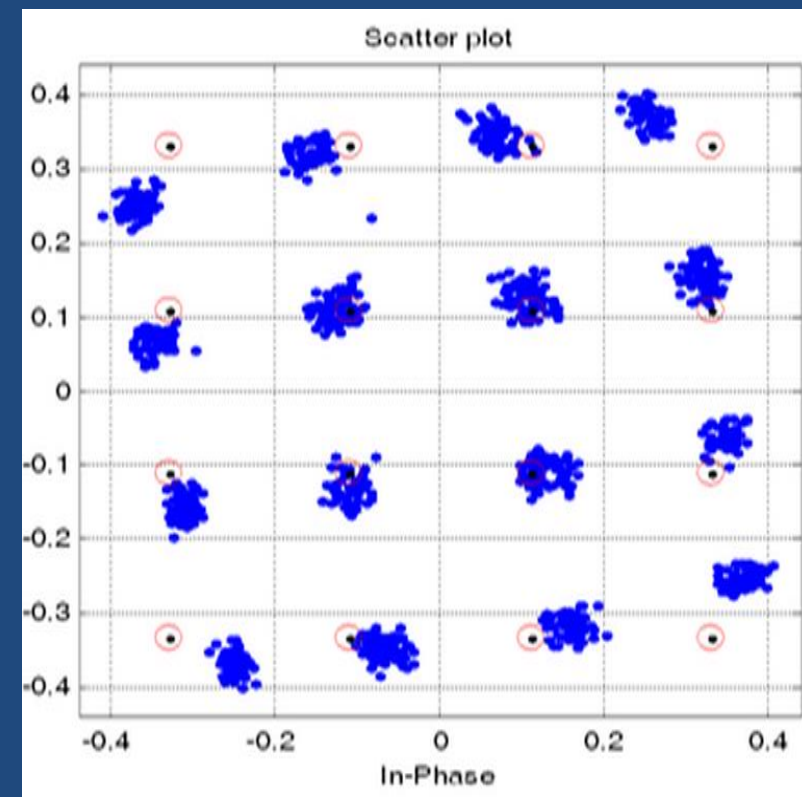
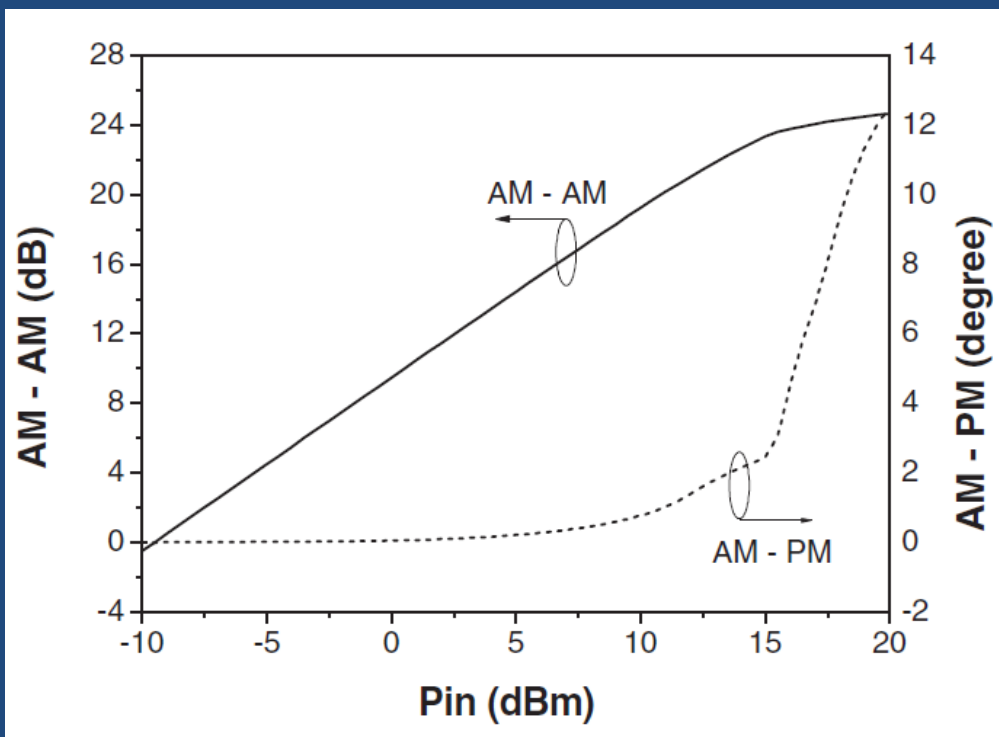
- $THD \triangleq \sum_{n \geq 2} \frac{P_{out,nf}}{P_{out,f}}$

- Las cantidades anteriores normalmente se expresan en decibeles respecto a la portadora (dBc)

- AM-AM / AM-PM

- El modelo presentado es instantáneo, sin memoria
 - $y(t) = k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + k_3 \cdot x^3(t)$
- Los AP en el mundo real son dinámicos con memoria, donde el comportamiento no lineal afecta la fase de salida
- Si se supone la siguiente señal de entrada
 - $x(t) = X(t) \cdot \cos[2\pi f \cdot t + \varphi(t)]$
- La salida puede ser no lineal tanto en amplitud como en fase
 - $y(t) = G[X(t)] \cdot \cos[2\pi f \cdot t + \varphi(t) + \Phi[X(t)]]$
- Donde
 - $G[X(t)] \neq k \cdot X(t)$ y $\Phi[X(t)] \neq \text{const}$
- Dando lugar a la compresión AM-AM y conversión AM-PM

- En la figura se muestra la compresión AM-AM y la conversión AM-PM
- En comunicaciones provocan constelaciones distorsionadas



- Intermodulación bitonal
 - Una señal monotonal puede no representar una señal típica de entrada de un AP
 - Las señales reales en general son espectros poblados en una banda de frecuencias
 - Si el estímulo es de banda angosta se puede representar por
 - Portadora modulada en AM por un tono de baja frecuencia
 - Señal bitonal (más usada que la anterior y fácil de generar)
 - Consideremos una señal de entrada dada por
 - $x(t) = X_1 \cdot \cos(2\pi f_1 \cdot t) + X_2 \cdot \cos(2\pi f_2 \cdot t)$
 - $x(t) = X_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) + X_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$
 - Donde $f_2 - f_1$ es mucho menor que las frecuencias de un solo componente, para recrear una excitación de banda estrecha
 - Aplicando esta señal al modelo de 3er orden sin memoria
 - $y(t) = k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + k_3 \cdot x^3(t)$

— La salida queda

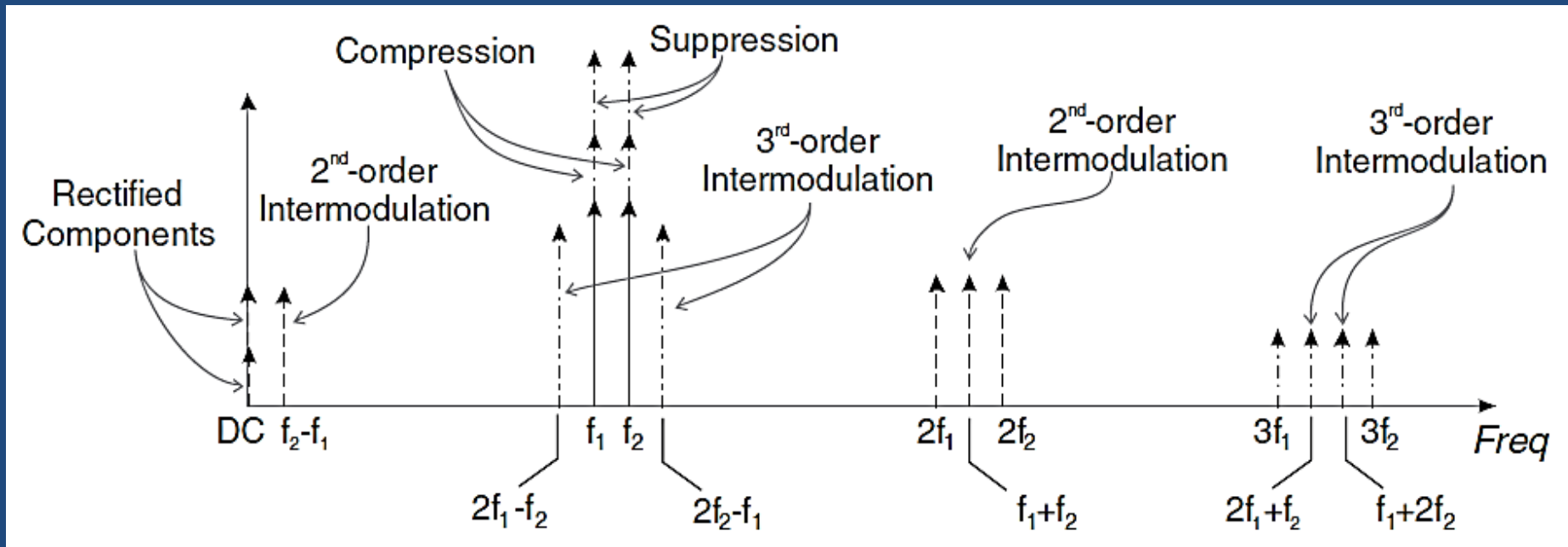
$$\begin{aligned} \bullet \quad y(t) = & \frac{k_2}{2} X_1^2 + \frac{k_2}{2} X_2^2 + \\ & + X_1 \cdot \left[k_1 + \frac{3}{4} k_3 X_1^2 + \frac{3}{2} k_3 X_2^2 \right] \cos(\omega_1 \cdot t) + \\ & + X_2 \cdot \left[k_1 + \frac{3}{4} k_3 X_2^2 + \frac{3}{2} k_3 X_1^2 \right] \cos(\omega_2 \cdot t) + \\ & + X_1^2 \frac{k_2}{2} \cos(2\omega_1 \cdot t) + X_2^2 \frac{k_2}{2} \cos(2\omega_2 \cdot t) + \\ & + X_1 X_2 k_2 \cdot \{ \cos[(\omega_2 - \omega_1) \cdot t] + \cos[(\omega_2 + \omega_1) \cdot t] \} + \\ & + X_1^3 \frac{k_3}{4} \cos(3\omega_1 \cdot t) + X_2^3 \frac{k_3}{4} \cos(3\omega_2 \cdot t) + \\ & + \frac{3}{4} k_3 X_1^2 X_2 \cdot \{ \cos[(2\omega_1 + \omega_2) \cdot t] + \cos[(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t] \} + \\ & + \frac{3}{4} k_3 X_1 X_2^2 \cdot \{ \cos[(2\omega_2 + \omega_1) \cdot t] + \cos[(2\omega_2 - \omega_1) \cdot t] \} \end{aligned}$$

- Componentes de salida agrupados por el término del cual provienen, lineal, cuadrática o cúbica (orden, primer orden, segundo orden, etc)

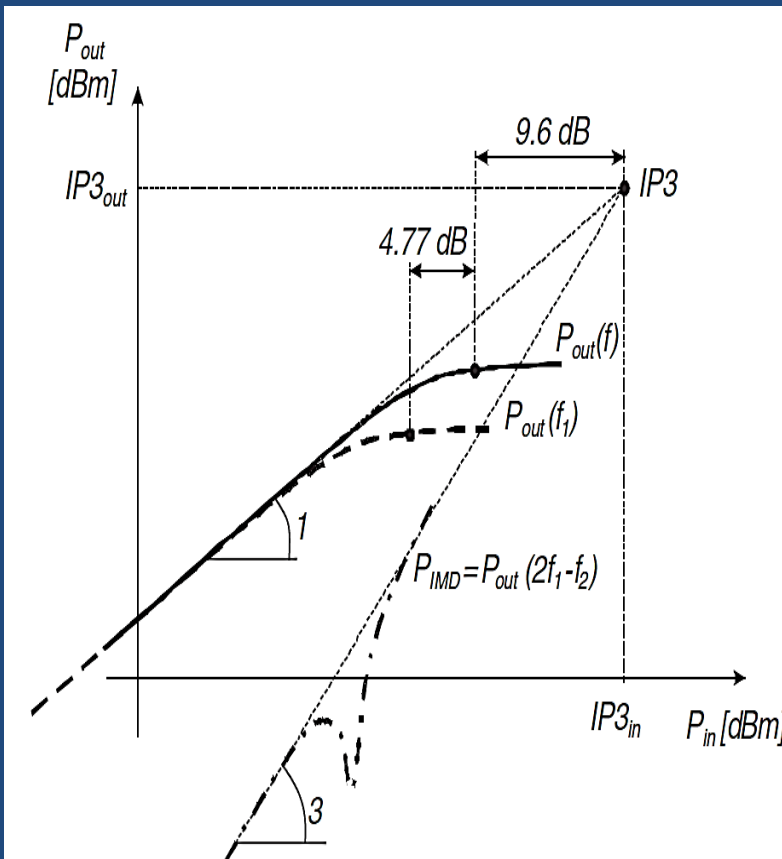
Término de origen	Frecuencias de salida	Amplitudes correspondientes	Nomenclatura
$x(t)$	f_1, f_2	X_1, X_2	Término lineal
	$2f_1, 2f_2$	X_1^2, X_2^2	Segundo armónico
	cc (de f_1), cc (de f_2)	X_1^2, X_2^2	Componente rectificada
$x^2(t)$	$f_2 - f_1$	$X_1 \cdot X_2$	Intermodulación de segundo orden
	$f_2 + f_1$	$X_1 \cdot X_2$	Intermodulación de segundo orden
	f_1, f_2	X_1^3, X_2^3	Compresión
	f_1, f_2	$X_1 \cdot X_2^2, X_1^2 \cdot X_2$	Supresión
$x^3(t)$	$3f_1, 3f_2$	X_1^3, X_2^3	Tercer armónico
	$2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$	$X_1^2 \cdot X_2, X_1 \cdot X_2^2$	Intermodulación de tercer orden
	$2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1$	$X_1^2 \cdot X_2, X_1 \cdot X_2^2$	Intermodulación de tercer orden

- El término supresión tiende a disminuir la potencia de salida a una frecuencia fundamental dada (digamos f_1) proporcionalmente al cuadrado de la potencia de la otra (f_2) frecuencia fundamental
- Este fenómeno es peligroso cuando hay altos niveles de potencia de entrada, que pueden eventualmente conducir a la anulación de una de las componentes de la señal en la salida del AP

- Localización en frecuencia de los componentes de salida originados por el test bitonal



- Los términos en $2f_2 + f_1$ y $2f_2 - f_1$ caen lejos de la parte útil de la señal de salida (f_1 y f_2), y por lo tanto pueden ser eliminados por filtrado
- Los dos términos situados en $2f_2 - f_1$ y $2f_1 - f_2$ (comúnmente referido como componentes de intermodulación de tercer orden)
- y los que corresponden con las frecuencias de señal de entrada f_1 y f_2 (distorsión en banda, dada por los términos de compresión y de supresión) son de difícil eliminación



• Punto de intercepción IP_n

– $IP3$ se define como el nivel de potencia salida ($IP3_{out}$) o de entrada ($IP3_{in}$) en el que el nivel de los componentes de IMD de tercer orden igualan a la potencia de salida lineal ideal del AP

– Se demuestra que

• $IP3_{out} \approx P_{out,1T,-1dB} + 10,6 \text{ dB}$ y que $P_{out,1T,-1dB} \approx P_{out,2T,-1dB} + 4,77 \text{ dB}$

– Una vez que se conoce el $IP3_{out}$ de un AP, se puede estimar la potencia de intermodulación para una potencia dada de salida

$$P_{IMD3} = 3 \cdot P_{out,dBm} - 2 \cdot IP3_{out}$$

• Relación portadora a intermodulación

– Es otro indicador que describe el comportamiento no lineal de un AP

$$C/I \triangleq \frac{P_{out}}{P_{IMD}} \text{ se expresa en dBc (rechazo)}$$

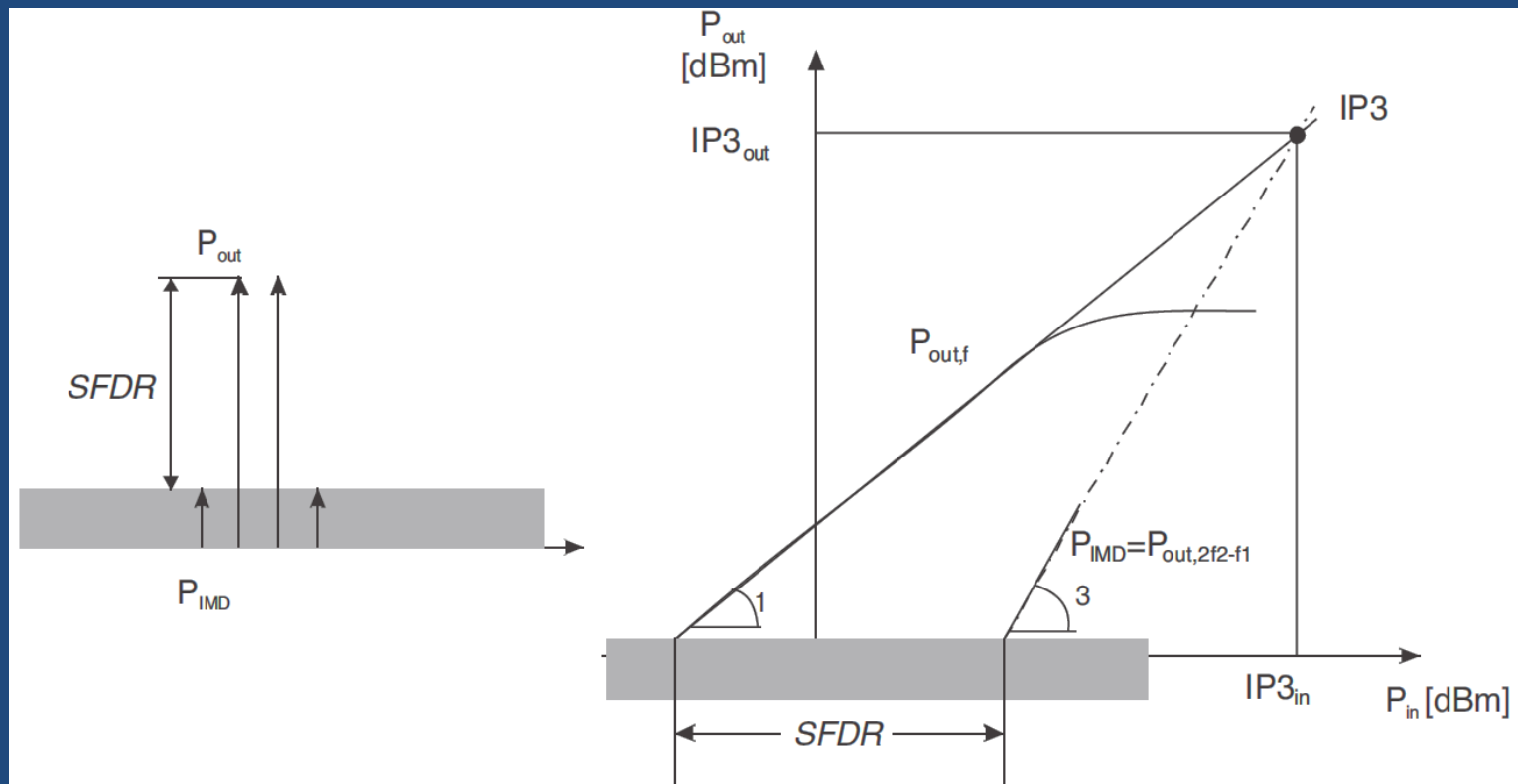
* Con

High_Power_BJT_Amp.emp
graficar el $IP3$

```

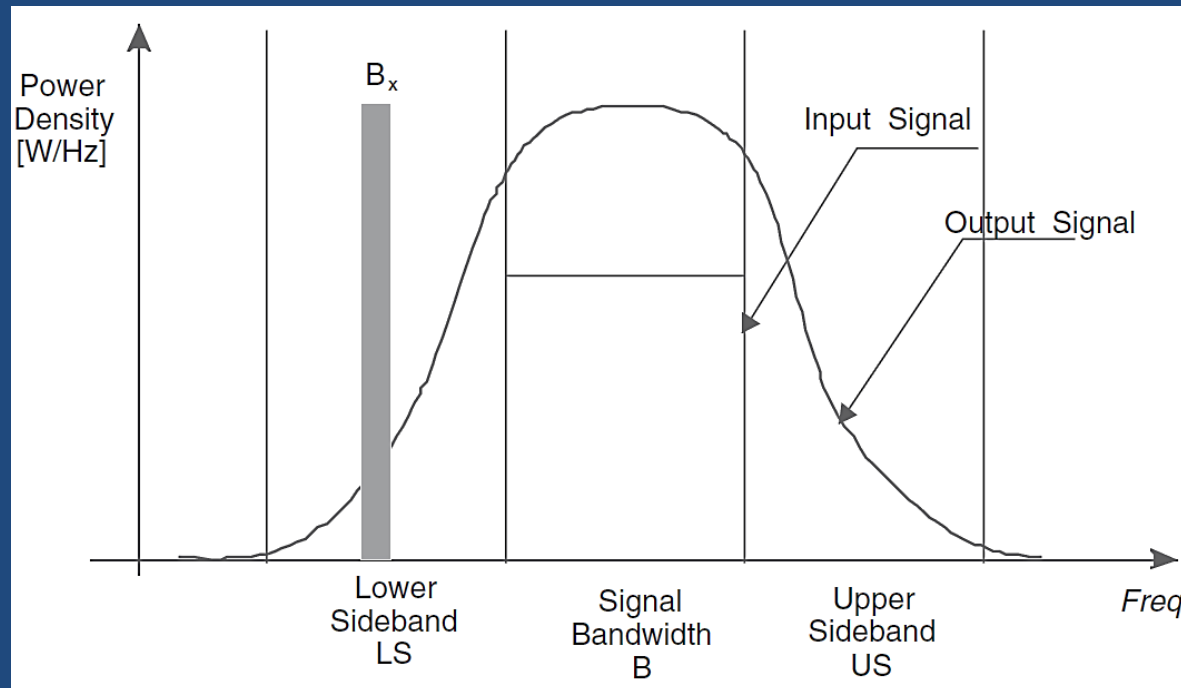
DB(|Pcomp(PORT_2,1_0)|)[1,X] (L, dBm)
Two Tone Power Sweep.AP_HB
DB(|Pcomp(PORT_2,2_-1)|)[1,X] (L, dBm)
Two Tone Power Sweep.AP_HB
DB(PGain(PORT_1,PORT_2))[1,X] (L)
Two Tone Power Sweep.AP_HB
PAE(PORT_1,PORT_2)[1,X] (R)
Two Tone Power Sweep.AP_HB
    
```

- Rango dinámico libre de espurios
 - Para niveles moderados de P_{in} (digamos, 10dB debajo de $P_{out,-1dB}$) el término de intermodulación de tercer orden es el mecanismo dominante de distorsión
 - Se define $SFDR$ como el intervalo de P_{in} donde PIMD permanece debajo del umbral mínimo de ruido



- A partir del conocimiento de la figura de ruido F de un AP (o NF en dB), su ancho de banda B y su ganancia (disponible) G , se puede calcular el $SFDR$
 - $N_{out} = kT_0 \cdot B \cdot G \cdot F$
 - $N_{out,dBm} = -174dBm + B_{dBHz} + G_{dB} + NF_{dB}$
- Analizando las pendientes de la figura anterior se puede deducir
 - $SFDR_{dB} = \frac{2}{3} \cdot (IP3_{out,dBm} - N_{out,dBm})$
- Quedando finalmente
 - $SFDR_{dB} = \frac{2}{3} \cdot [IP3_{out,dBm} - NF_{dB} - G_{dB} - B_{dBHz} + 174dBm]$

- Relación de potencia de canal adyacente (ACPR)
 - En el mundo real la señal de entrada de un AP puede diferir substancialmente de la aproximación de 1 (o 2 tonos algo menos) ya que los formatos de modulación y BW pueden ser muy distintos
 - Para tener en cuenta la distorsión de la señal y el rebrote espectral se introduce el ACPR



- El indicador de uso más difundido es la *ACPR total* ($ACPR_{TOT}$), es decir, la relación entre la potencia de salida total en el ancho de banda de la señal a la potencia de salida total en los canales adyacentes

— Expresada con una fórmula

$$\bullet ACPRT_{TOT} \triangleq \frac{P_{in-band}}{P_{adjacent-channels}} = \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{LS} P_{out}(f) \cdot df + \int_{US} P_{out}(f) \cdot df}$$

— Si solo interesa la invasión en la banda inferior (LS) o superior (US)

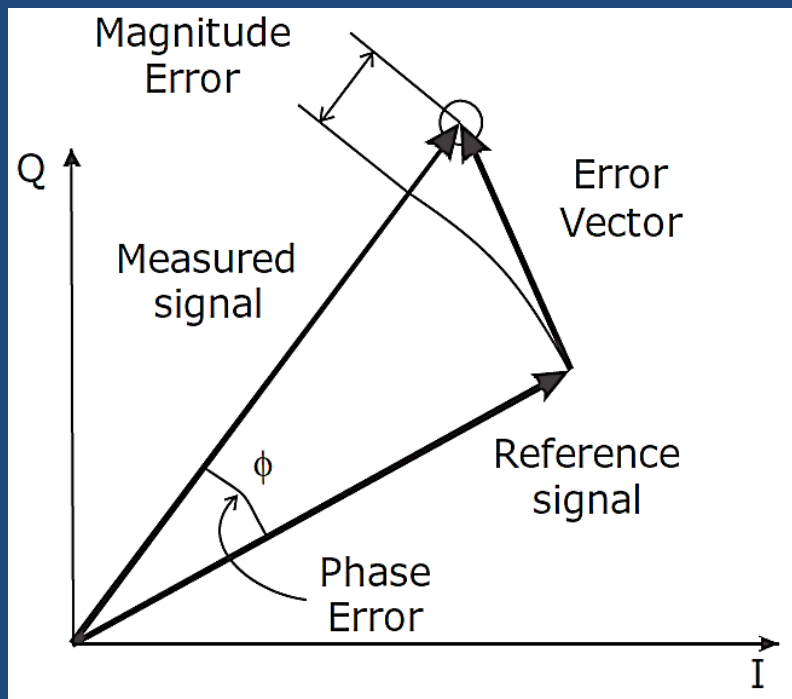
$$\bullet ACPRT_{LS} \triangleq \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{LS} P_{out}(f) \cdot df} \quad ACPRT_{UB} \triangleq \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{UB} P_{out}(f) \cdot df}$$

— O a un ancho de banda predefinido (Bx) a un determinado offset

$$\bullet ACPRT_{SPOT} \triangleq \frac{\int_B P_{out}(f) \cdot df}{\int_{B_{x,offset}} P_{out}(f) \cdot df}$$

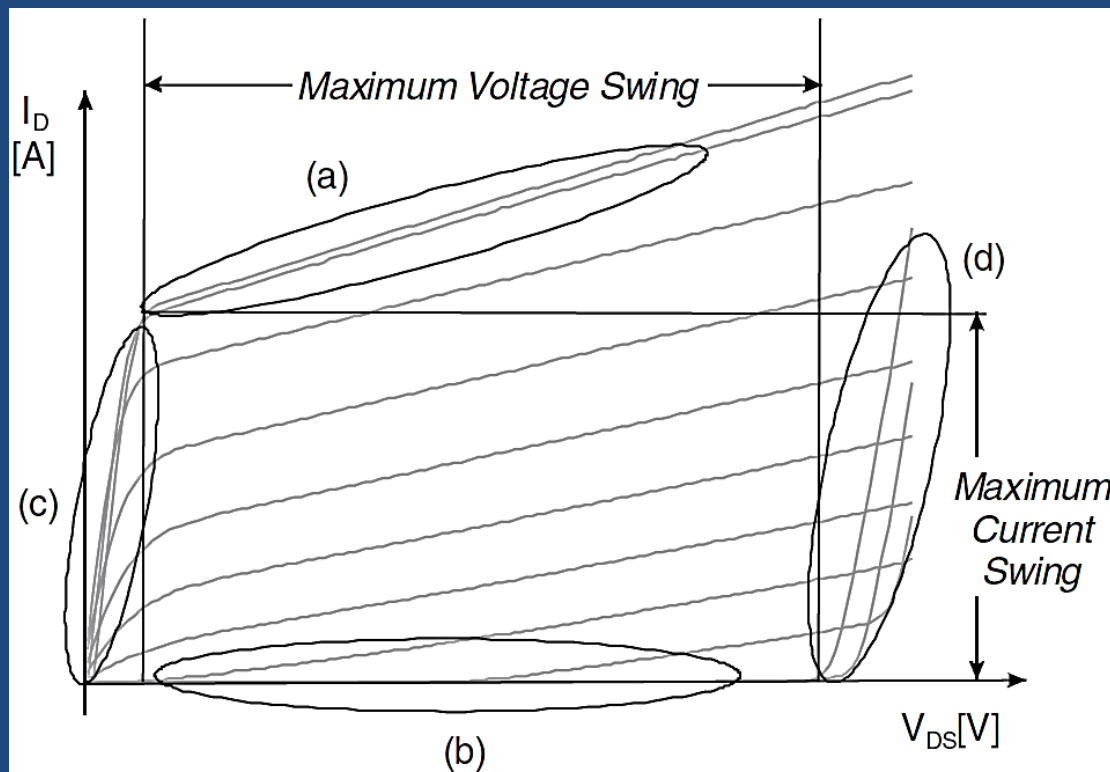
— Estas figuras de ACPR brindan una visión más profunda sobre las propiedades relativas a la distorsión de un AP, en comparación con los ensayos de tono único o bitonal

- Error en la magnitud del vector (EVM)
 - Se usa para cuantificar la distorsión producida por un amplificador no lineal (o una cadena de transmisión completa)
 - Es una medida de la fidelidad de las modulaciones digitales
 - Los valores de EVM se toman de los gráficos de las constelaciones medidas, permitiendo cuantificar la magnitud de la distorsión de las señales digitales en los instantes de muestreo

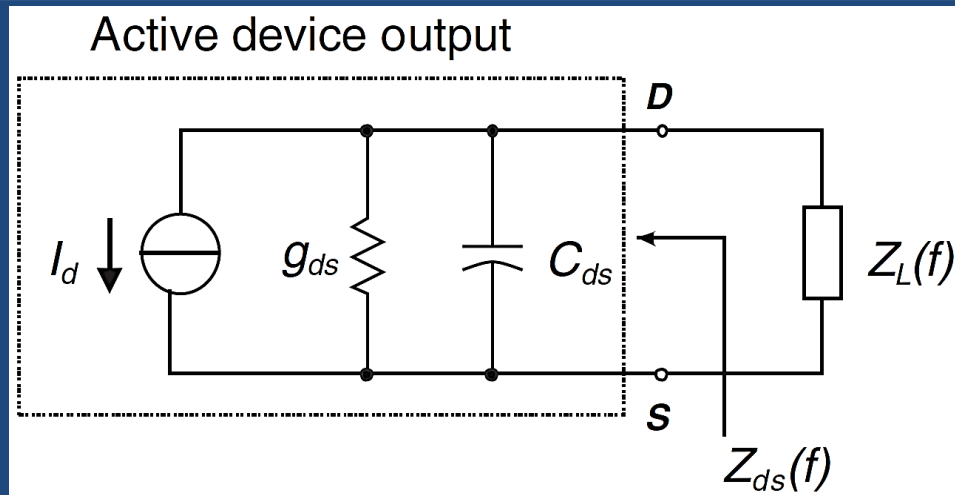


- Se la define como la diferencia entre una forma de onda ideal de referencia y la medida

- Condición de adaptación de potencia
 - Las limitaciones en la potencia de salida están relacionadas con las propias limitaciones físicas de los dispositivos activos
 - Dado el FET de la figura



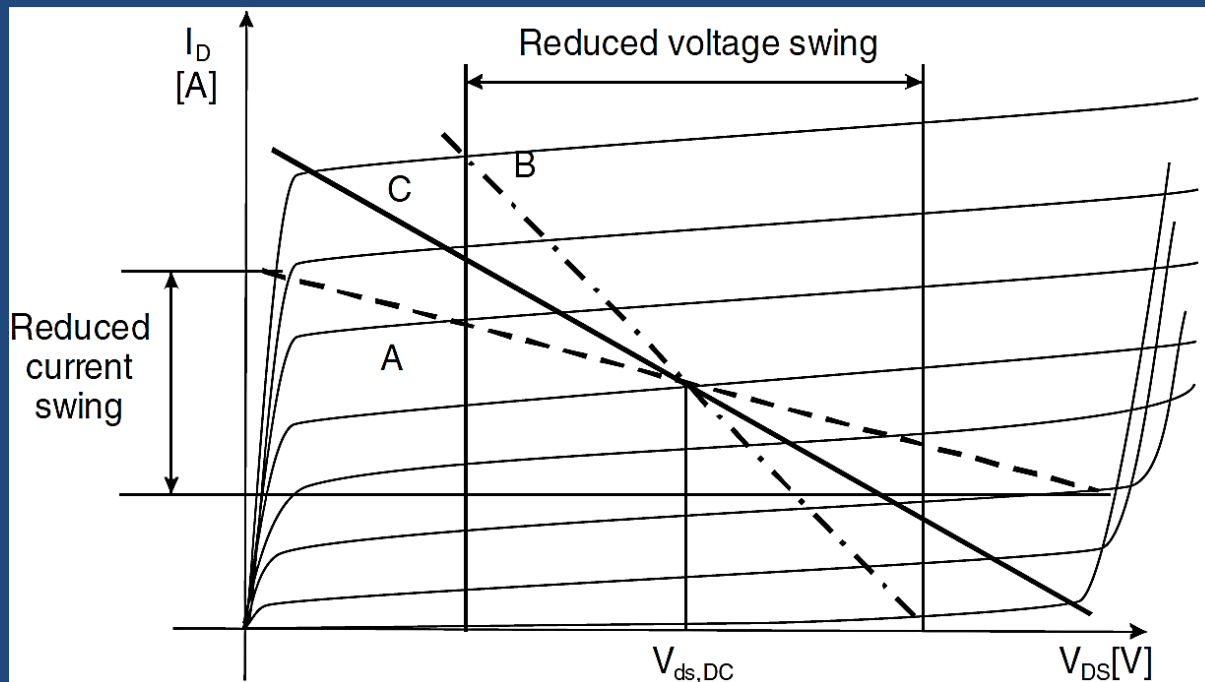
- Para la corriente, la saturación se relaciona con la conducción directa de la juntura de entrada (a) y el estrangulamiento del canal (b)
- Para la oscilación de tensión, se relaciona con el comportamiento óhmico (c) y la tensión de ruptura (breackdown) (d), ambas relacionadas con la juntura puerta-drenador



— Para un AP la representación por los parámetros S pierde validez debido a las grandes excursiones de señal

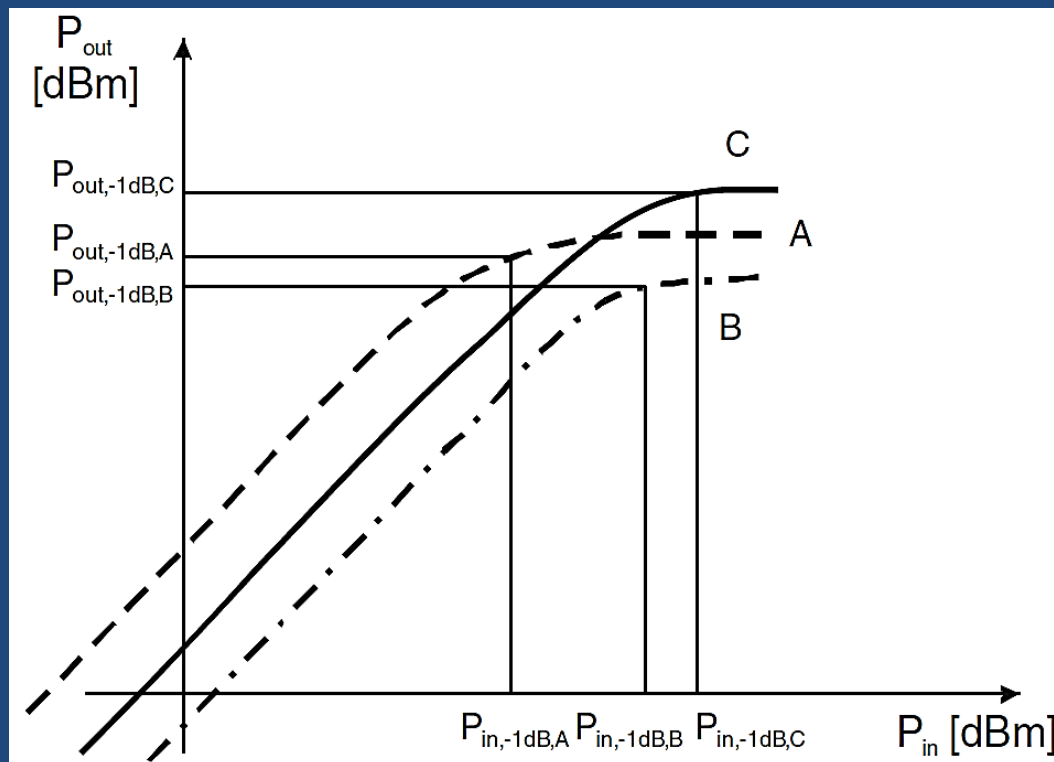
- Sin embargo, del modelo simplificado de la salida de un FET se pueden inferir algunas simples y efectivas consideraciones
- Para máxima transferencia de potencia la adaptación debe ser conjugada
 - $Z_L(f) = Z_{ds}^*(f) \Leftrightarrow G_L(f) = g_{ds} \quad \text{y} \quad B_L(f) = -j\omega C_{ds}$
- La condición de adaptación conjugada implica
 - compensación de la parte reactiva de salida del dispositivo
 - adaptación de la conductancia de salida de pequeña señal

- La adaptación conjugada está representada por la línea de carga A sobre las características IV de salida del dispositivo
- Para un funcionamiento de gran señal la excursión de corriente es inferior a la máxima posible produciéndose una compresión en la potencia
- Por otro lado si se selecciona una carga B para explotar la máxima excursión de corriente, la tensión y por ende la potencia se ven reducidas



- La situación óptima es la C donde se maximiza ambas excursiones
- La misma se llama adaptación de potencia (en contraposición con adaptación de impedancias) o adaptación de la línea de carga

- Las curvas $P_{out,dBm} = f(P_{in,dBm})$ describen la situación desde otro ángulo
- Sin embargo, los AP con adaptación de potencia exhiben pobres valores de VSWR de salida
- Si es necesario, este problema puede ser resuelto mediante el uso de aisladores de salida o transformadores (aunque esto provoca una disminución de la potencia de salida y del rendimiento debido a las pérdidas)

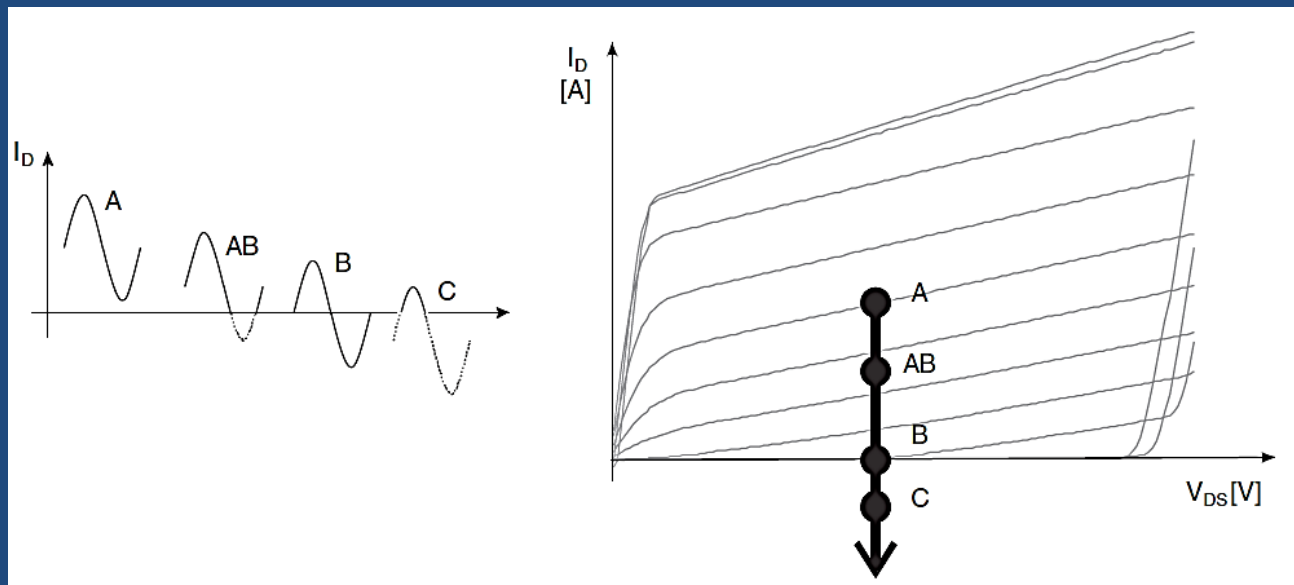


- También se puede recurrir a configuraciones equilibradas, aunque también las estructuras combinadoras poseen pérdidas afectando al rendimiento global del sistema

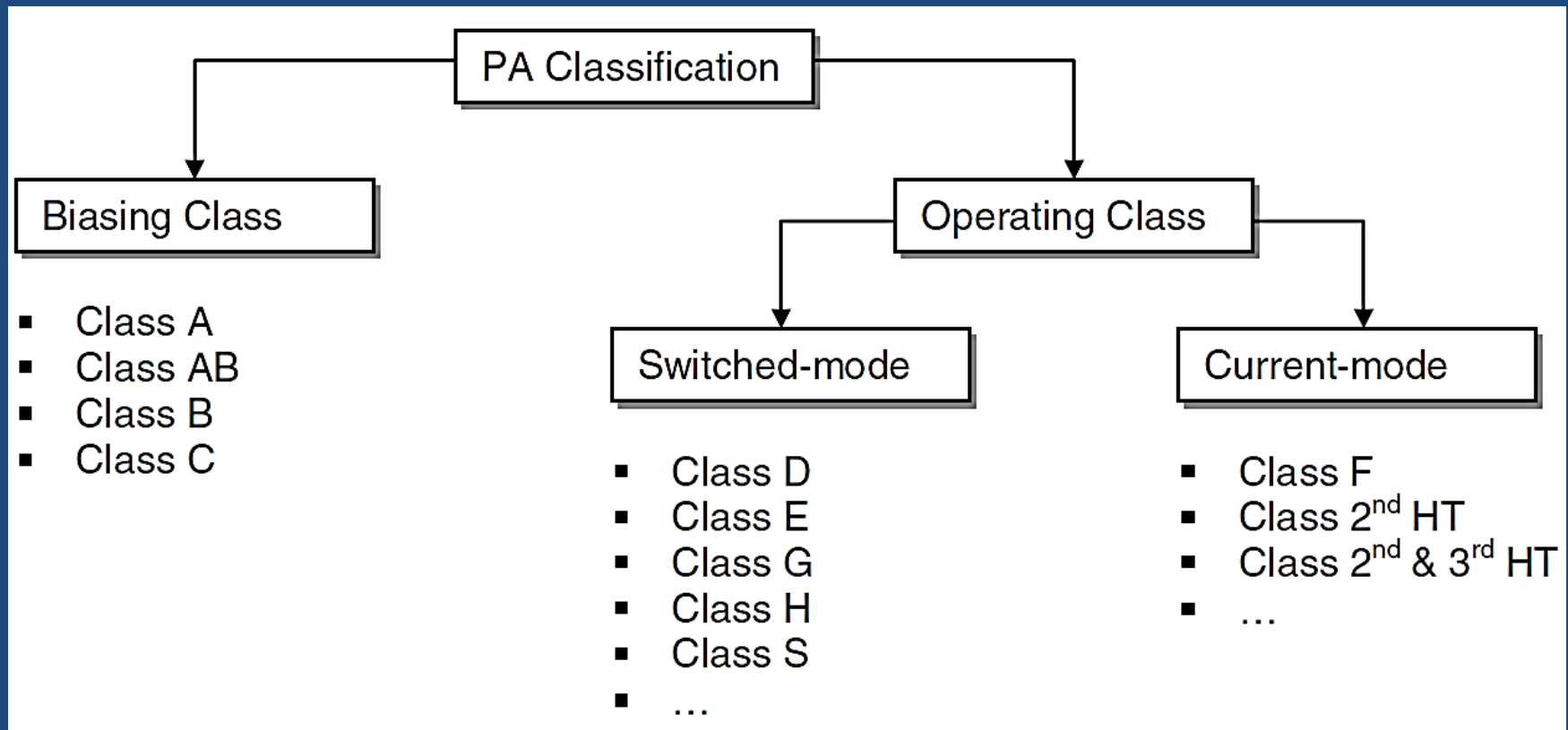
- Clases de funcionamiento de los AP
 - La tradicional clasificación por Clases a primera vista parece natural y simple pero puede ser ambigua y engañosa
 - Las Clases describen propiedades muy disímiles
 - Selección del punto de trabajo: Clases A, B y C, etc.
 - Topologías de las redes de adaptación: Carga sintonizada , Clase F, etc.
 - Condiciones de funcionamiento del dispositivo activo: clase E, Clase S, etc.
 - Para evitar confusión se adoptará el término clase de polarización (Clases A, AB, B o C) para definir la polarización o estado de reposo del dispositivo, pero aún así se necesitan aclaraciones para evitar confusiones
 - La identificación del punto de polarización de reposo se puede realizar en función del
 - Ángulo ϕ de conducción de la corriente de salida
 - Valor de la corriente de polarización comparado con el máximo posible

Clase de operación	Ángulo de conducción de corriente CCA (Φ)	Dependencia con el nivel de excitación	Polarización
A	$\Phi = 2\pi$	No	Distancia intermedia entre las regiones de estrangulamiento y saturación del dispositivo
AB	$\pi < \Phi < 2\pi$	Sí	Arriba del estrangulamiento
B	$\Phi = \pi$	No	En el estrangulamiento
C	$\Phi < 2\pi$	Si	Debajo del estrangulamiento

- Es engañosa porque Φ depende del nivel de excitación
- Supone que la excitación es sinusoidal y el dispositivo actúa como una fuente de corriente, si no es así y el dispositivo actúa como llave y la clasificación pierde validez



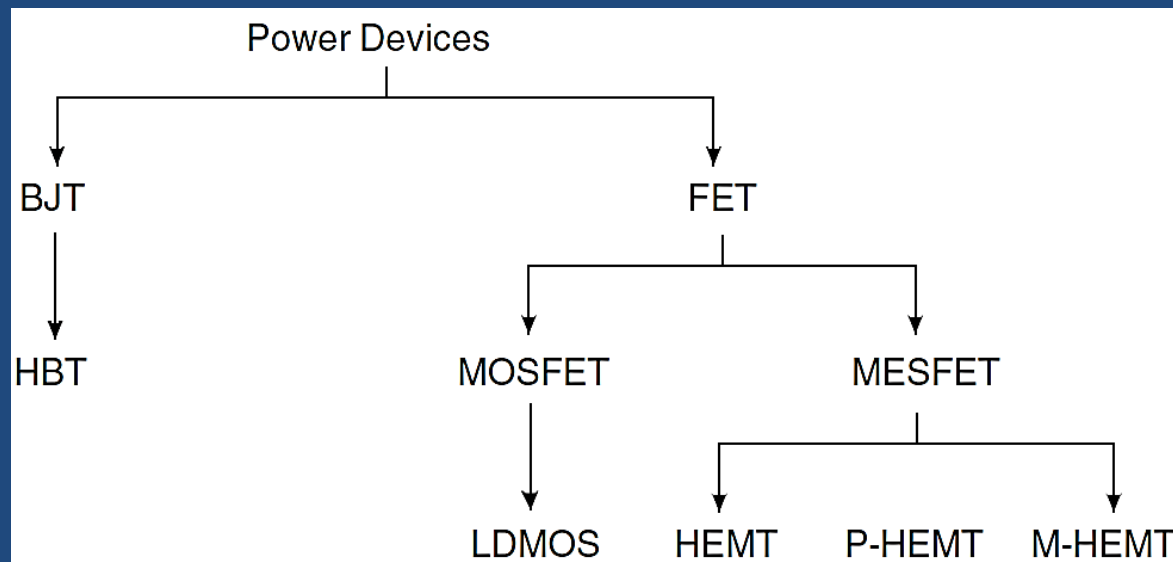
- Otra clasificación más avanzada de los AP, está relacionada con las condiciones de funcionamiento y por ende de las redes de adaptación de las terminaciones
- Se identifican dos amplias categorías por el funcionamiento
 - modo fuente de corriente (FET o BPJT no saturados)
 - modo conmutación (dispositivo activo se comporta como un interruptor)
- En este último modo el amplificador se comporta más como un convertidor de potencia de CC a RF en lugar de un amplificador, las características de transferencia de entrada-salida casi no se tienen en cuenta
- La subclasificación en el modo fuente de corriente se basa en como se sintetizan las terminaciones armónicas a través del dispositivo activo, para maximizar la P o el η
- Ejemplos de AP con estas clases son Carga Sintonizada, Clase F, Armónico Sintonizado y otras



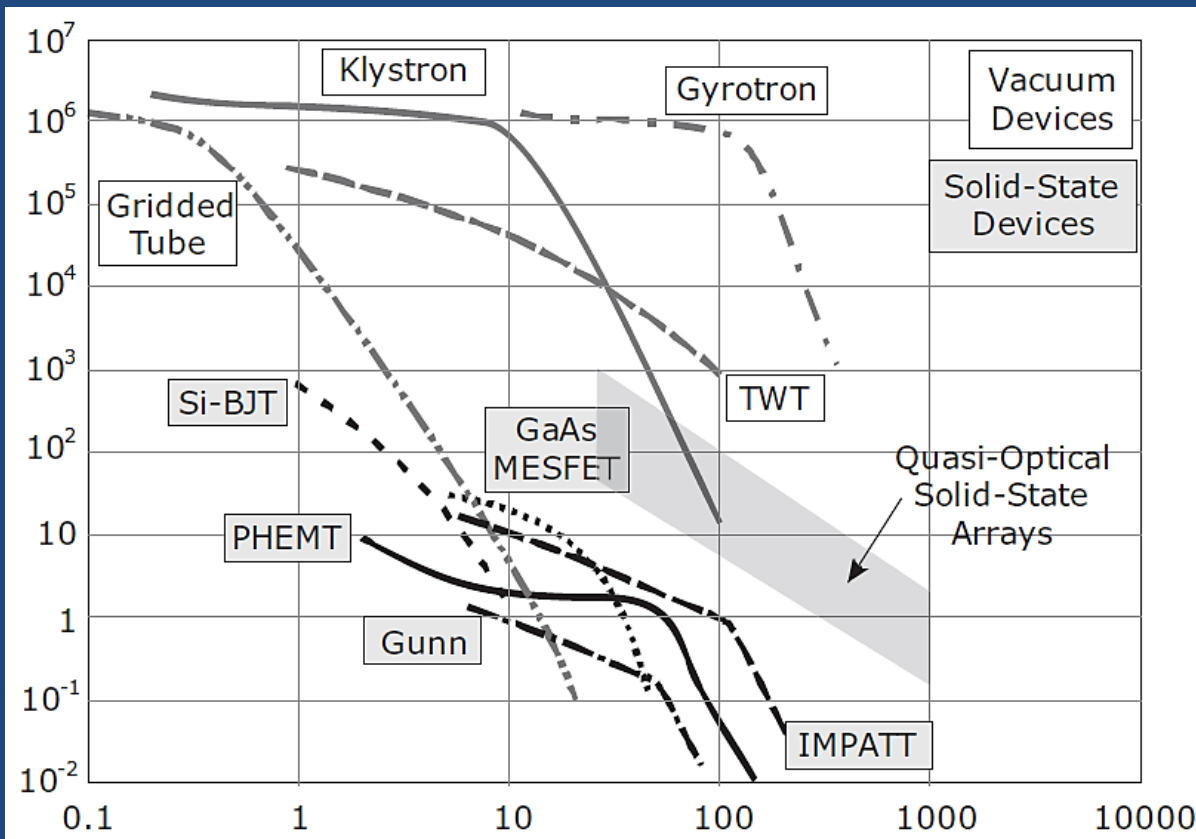
- La subclasificación de AP en modo conmutación, se realiza mediante la identificación del ciclo de trabajo de la conmutación y / o la combinación de la conmutación
- Ejemplos de AP son Clase E, Clase D o Clase S

- Visión general de los semiconductores para AP
 - Las diferentes aplicaciones condicionaron la evolución de las tecnologías
 - Los primeros días de las microondas, tanto en generación como en amplificación se caracterizaron por el uso masivo de tubos de vacío
 - La generación de potencias elevadas de microondas fue impulsada por el radar durante la 2^{da} Guerra Mundial
 - Magnetron y Klystron, válvulas osciladoras entre 1939 y 1940
 - Al poco tiempo el TWT como amplificador, que aún se usa
 - Los semiconductores son jugadores nuevos, disponibles a partir de 1970, siendo el primero el GaAs MESFET con buena performance en banda X (8 a 10 GHz)
 - El desarrollo de técnicas para crecimiento de cristales como la epitaxial de haz molecular (MBE) permitió optimizar las uniones PN para el desarrollo de los diodos IMPATT y Gunn, que van desde algunos GHz hasta ondas milimétricas (30 – 300GHz)
 - Aún se aplican como osciladores y amplificadores de R negativa en la región de ondas milimétricas

- La categoría más amplia y más aplicada de los dispositivos de tres terminales es la de los MESFET que comprende
 - HEMT , transistor de alta movilidad de electrones (demostrado por Mimura en 1980)
 - Su versión pseudomórfica (PHEMT)
 - y variantes metamórficas (MHEMT)
- El transistor bipolar de heterojuntura (HBT, introducido por Kroemer en 1957)
 - Usa diferentes materiales para las junturas de B y C formando héterojunturas
 - Por ejemplo sustrato de Silicio y crecimiento epitaxiales de AsGa
- Y por último, debido a los últimos importantes avances en la tecnología de silicio de alta frecuencia, los MOS y los transistores de silicio bipolar
- Sin embargo, la tecnología "caballito de batalla" para la amplificación de potencia de microondas se basa en los materiales de GaAs



- Esta última tecnología es capaz de suministrar a la salida de un solo dispositivo, niveles de potencia en el orden de 100 W con frecuencias de funcionamiento hasta la banda W (75 a 110 GHz)



- En los rangos de f mas elevados, las soluciones basadas en InP son las más apropiadas a pesar de que los niveles de potencia de salida están muy limitados
- Los dispositivos de vacío aún ocupan un lugar importante en altas potencias y altas f
- Para un dispositivo dado se cumple la ley $P \cdot f^2 = const$

- Para potencias elevadas, los dispositivos de estado sólido se pueden combinar obteniéndose AP de estado sólido con potencias de salida comparables a los de los tubos de vacío (es decir, en la región kW) en la región de f de microondas (hasta X-banda)
- Pero a medida que aumenta la f de funcionamiento, aparecen limitaciones prácticas en la aplicación sistemática de técnicas de combinación, imponiendo en este caso el uso de dispositivos de vacío

- La búsqueda de mayores densidades de potencia, impulsadas por las aplicaciones de radar y de guerra electrónica, han permitido la aparición de nuevos dispositivos, de gran bandgap tales como el SiC y el GaN
- En la última década, los sistemas de comunicaciones móviles y personales, que van desde celular a WiFi requieren enlaces de alta calidad desafiando las tecnologías de alta frecuencia sobre todo en las regiones de microondas
- En los AP de la estación base de celulares dos tecnologías principales son ampliamente utilizadas: LDMOS de silicio y GaAs. Ambas tecnologías puede entregar una potencia de salida de más de 100 W en la banda L
- las nuevas tecnologías de dispositivos como el SiC y principalmente GaN empiezan a competir contra estas tecnologías bien establecidas
- Para otras aplicaciones, tales como en teléfonos móviles, se están aplicando variantes de la tecnología HBT