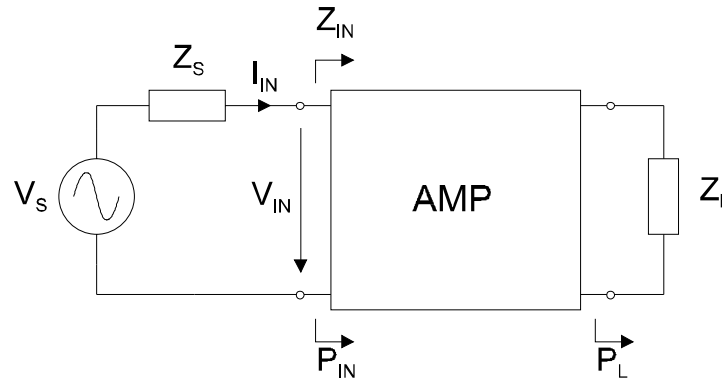


# **AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA**

João Manuel T. C. Simões Vaz

Setembro 2002

## 1. CARACTERIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA



- Ganho**

Normalmente definido à fundamental  $\omega_1$

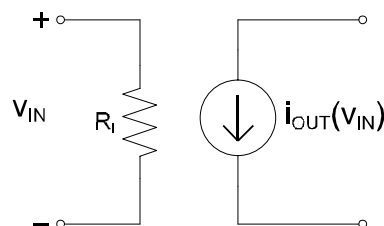
$$\text{Ganho de potência} \rightarrow G_P = \frac{P_L(\omega_1)}{P_{IN}(\omega_1)}$$

$$\text{Ganho de transdução} \rightarrow G_T = \frac{P_L(\omega_1)}{P_{SAV}(\omega_1)}$$

- Adaptação de entrada**

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}(\omega_1)}{I_{IN}(\omega_1)} \rightarrow \rho_{IN} = \frac{Z_{IN}(\omega_1) - \text{Re}(Z_s)}{Z_{IN}(\omega_1) + \text{Re}(Z_s)}$$

- Modelo simplificado**



Admitindo que o amplificador se comporta como  $i_{OUT}(v_{IN})$  e que

$$i_{OUT} = av_{IN} + bv_{IN}^2 + cv_{IN}^3$$

Com excitação bitonal

$$v_{IN}(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)$$

obtem-se  $i_{OUT} = i_{OUTa} + i_{OUTb} + i_{OUTc}$

- productos de intermodulação de 1ª ordem

$$\begin{aligned} i_{OUTa}(t) &= av_{IN}(t) \\ &= aV_1 \cos(\omega_1 t) + aV_2 \cos(\omega_2 t) \end{aligned}$$

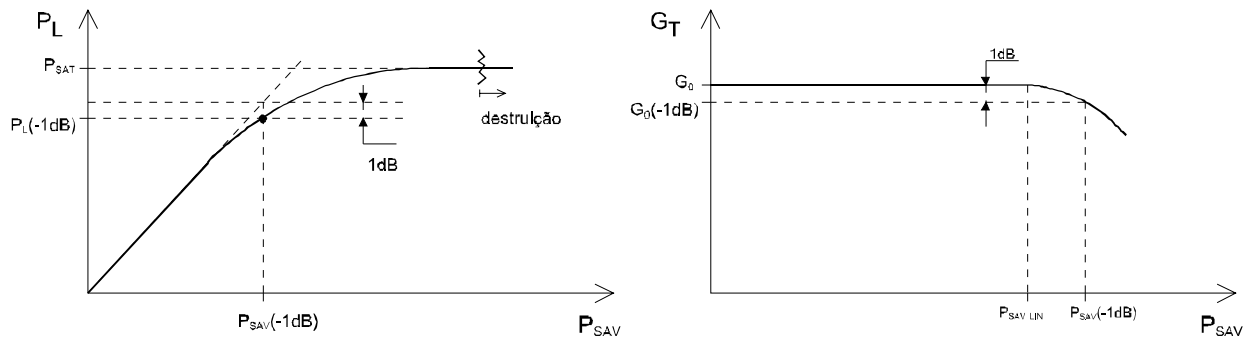
- productos de intermodulação de 2ª ordem e de ordem zero (DC)

$$\begin{aligned} i_{OUTb}(t) &= bv_{IN}^2(t) \\ &= \frac{1}{2}b\{V_1^2 + V_2^2 + V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + V_2^2 \cos(2\omega_2 t) \\ &\quad + 2V_1 V_2 [\cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t)]\} \end{aligned}$$

- productos de intermodulação de 1ª e 3ª ordem

$$\begin{aligned} i_{OUTc}(t) &= cv_{IN}^3(t) \\ &= \frac{1}{4}c\{V_1^3 \cos(3\omega_1 t) + V_2^3 \cos(3\omega_2 t) \\ &\quad + 3V_1^2 V_2 [\cos((2\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t)] \\ &\quad + 3V_1 V_2^2 [\cos((2\omega_2 + \omega_1)t) + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t)] \\ &\quad + 3(V_1^3 + 2V_1 V_2^2) \cos(\omega_1 t) \\ &\quad + 3(V_2^3 + 2V_1^2 V_2) \cos(\omega_2 t)\} \end{aligned}$$

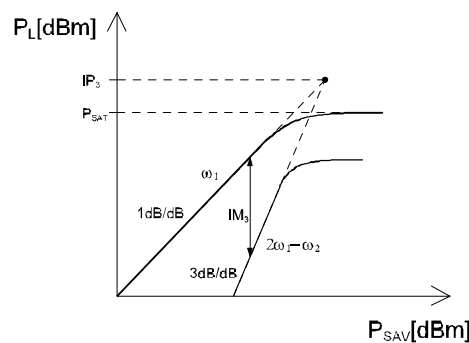
• **Ponto de compressão a -1dB**



Componente de  $i_{OUT}$  em  $\omega_1 \rightarrow i(t) = \left( aV_1 + \frac{3}{4}cV_1^3 \right) \cos(\omega_1 t)$

Normalmente  $a \cdot c < 0 \Rightarrow$  Ganho  $\downarrow$  com aumento de  $P_{SAV}$

• **Ponto de distorção de intermodulação de 3ª ordem**



Componente de  $i_{OUT}$  em  $2\omega_1 - \omega_2$

$\downarrow$

$$i(t) = \frac{3}{4}c \left\{ V_1^2 V_2 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + V_1 V_2^2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) \right\}$$

Define-se também distorção por intermodulação de 3ª ordem ( $IM_3$ ) pelo quociente

$$IM_3 = \frac{P_L(2\omega_1 - \omega_2)}{P_L(\omega_1)}$$

onde  $P_L(2\omega_1-\omega_2)$  é a potência da componente de 3ª ordem e  $P_L(\omega_1)$  a potência da componente fundamental.

- **Rendimento**

Rendimento de saída  $\rightarrow \eta = \frac{P_L}{P_{DC}}$

Rendimento da potência adicionada  $\rightarrow PAE = \frac{P_L - P_{IN}}{P_{DC}}$

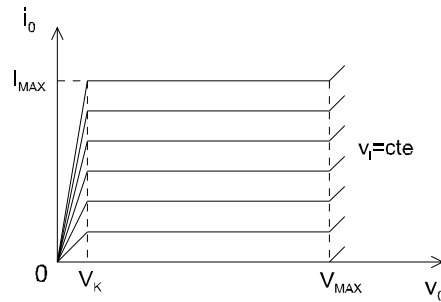
(“Power Added Efficiency”)

$\rightarrow$  PAE usa-se quando o ganho do amplificador não é muito elevado.

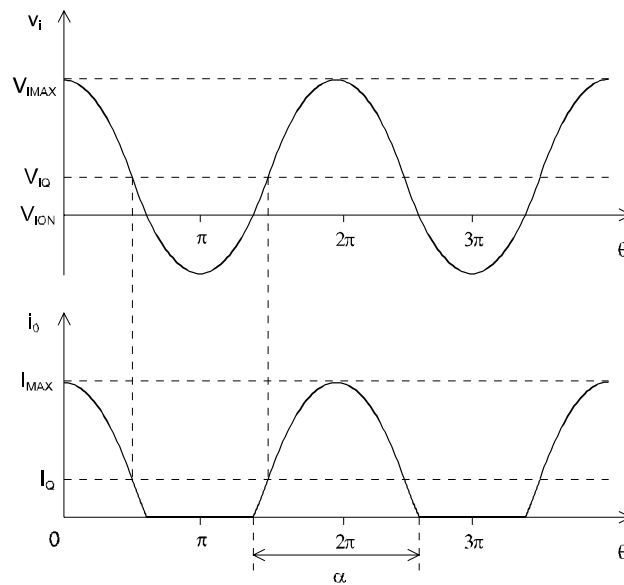
## 2. CLASSES DE FUNCIONAMENTO CLÁSSICAS

### 1.1. Generalidades

- Dispositivo activo de 3 terminais ideal:  $i_0=f(v_i)$  ou  $i_0=g(i_i)$



A análise presuppõe  $f$  ou  $g$  lineares  $i_0=G_m \cdot v_i$  ou  $i_0=\beta \cdot i_i$



$\alpha$  = ângulo de condução

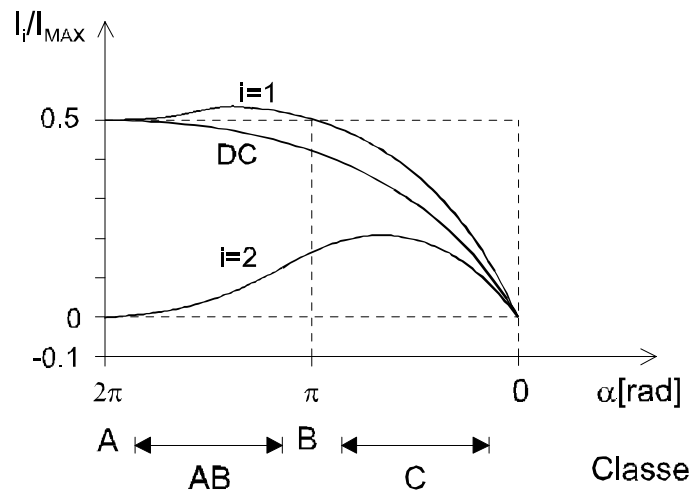
Classes de funcionamento  $\rightarrow$  Depende de  $\alpha$

Classe	$\alpha$ [rad]	$I_Q/I_{MAX}$
A	$2\pi$	0.5
AB	$] \pi, 2\pi [$	$] 0, 0.5 [$
B	$\pi$	0
C	$] 0, \pi [$	0

Análise de Fourier da forma de onda  $i_0$

$$I_{DC} = I_0 = \frac{I_{MAX}}{2\pi} \cdot \frac{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

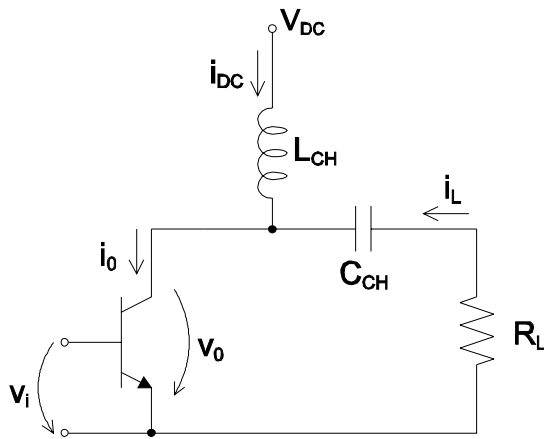
$$I_1 = \frac{I_{MAX}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \text{sen}\alpha}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$



• **Tensão de saída  $v_0$**

- Depende da impedância de saída  $Z_L(\omega)$  às várias harmônicas do sinal  $i_0$ .
- Excursão máxima entre  $V_K$  e  $V_{MAX}$ . Normalmente admite-se  $V_K=0$ .

i) Circuito de saída de banda larga

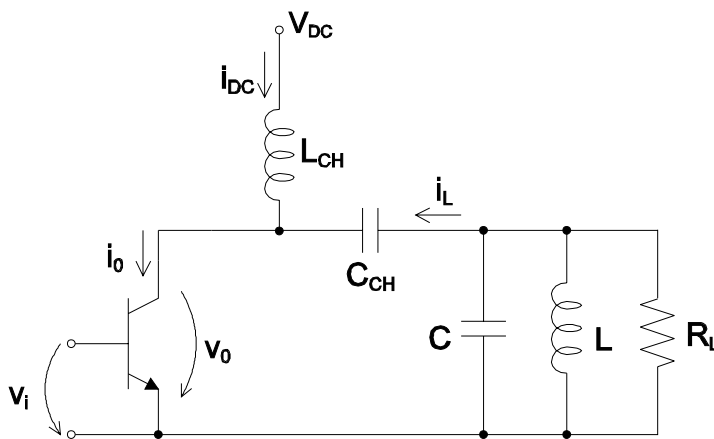


$$v_0 = V_{DC} - i_L \cdot R_L$$

Características:

- A bobina de valor tal que  $\omega L_{CH} \gg \Rightarrow i_{DC}$  é a parte DC de  $i_o$ .
- O condensador de valor tal que  $1/\omega C_{CH} \ll \Rightarrow i_L$  é a parte AC de  $i_o$ .
- $v_0$  tem a forma de  $i_L$ .

i) Circuito de saída sintonizado



$$v_0 = V_{DC} - i_{L1} \cdot R_L$$

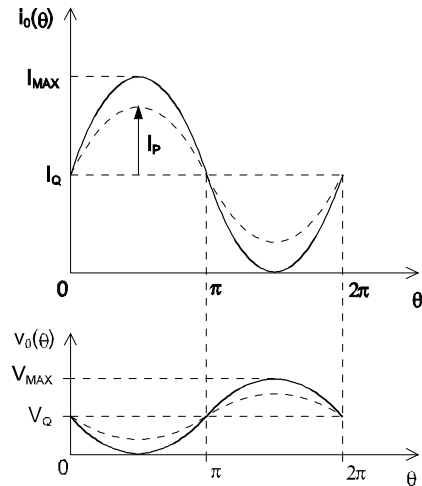
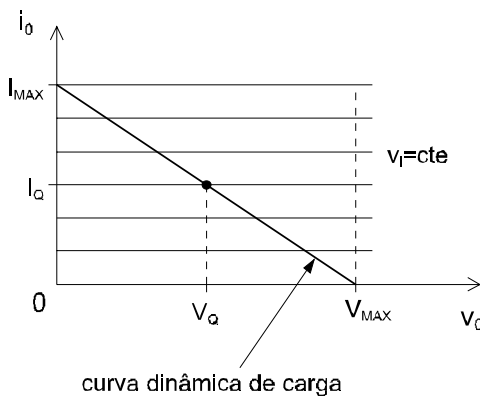
Características:

- As mesmas do caso de banda larga.
- C e L em ressonância à frequência fundamental do sinal de entrada.
- $v_0$  é sinusoidal.



**1.2. Classe A ( $\alpha=2\pi$ )**

- Comportamento admitindo máxima excursão do sinal



$$\text{PFR} \quad \rightarrow \quad I_Q = \frac{I_{\text{MAX}}}{2} \quad V_Q = \frac{V_{\text{MAX}}}{2}$$

$$\text{Carga} \quad \rightarrow \quad R_L = \frac{V_{\text{MAX}}}{I_{\text{MAX}}} = R_{\text{LA}}$$

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_1^2 = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{MAX}}}{I_{\text{MAX}}} I_Q^2 = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{MAX}}}{I_{\text{MAX}}} \frac{I_{\text{MAX}}^2}{4} = \frac{1}{8} V_{\text{MAX}} I_{\text{MAX}} = P_{\text{LA}}$$

$$P_{\text{DC}} = I_Q V_Q = \frac{1}{4} V_{\text{MAX}} I_{\text{MAX}} = 2P_{\text{LA}}$$

$$P_{\text{DISS}} = P_{\text{DC}} - P_L = \frac{1}{2} P_{\text{DC}} = P_{\text{LA}}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{\text{DC}}} = 0.5 = 50\%$$

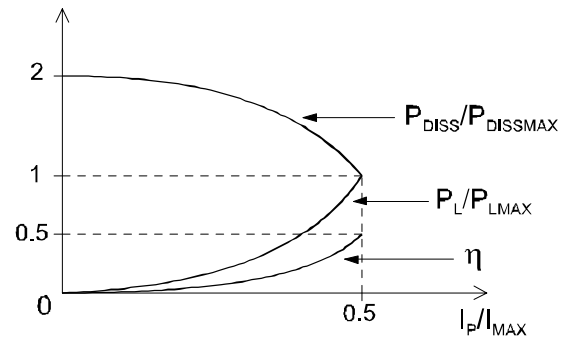
• Comportamento para níveis de excursão inferiores à máxima

→ Admitem-se  $I_Q$ ,  $V_Q$  e  $R_L$  os mesmos da excursão máxima

$$\frac{P_{DISS}}{P_{DISSMAX}} = 2 - 4\left(\frac{I_P}{I_{MAX}}\right)^2$$

$$\frac{P_L}{P_{LMAX}} = 4\left(\frac{I_P}{I_{MAX}}\right)^2$$

$$\eta = 2\left(\frac{I_P}{I_{MAX}}\right)^2$$



Vantagens

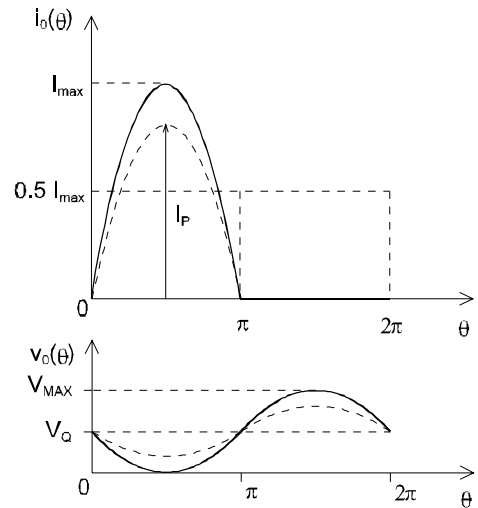
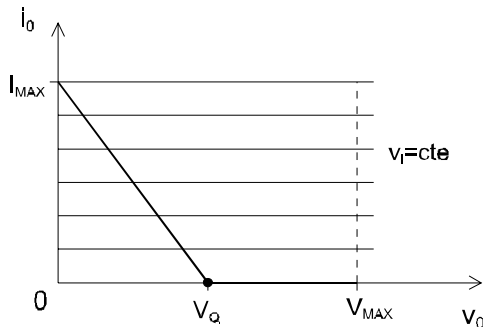
- Corrente  $i_0$  sem distorção (teoricamente)  $\Rightarrow$  filtro de saída desnecessário.
- Ganho elevado.

Desvantagens

- Rendimento baixo.
- Sem sinal de entrada  $P_{DISS}=P_{DC}$ .

**1.3. Classe B ( $\alpha=\pi$ )**

- Comportamento admitindo máxima excursão do sinal



PFR  $\rightarrow I_Q = 0 \quad V_Q = \frac{V_{MAX}}{2}$

Harmónicas  $\rightarrow I_0 = I_{DC} = \frac{I_{MAX}}{\pi} \quad I_1 = \frac{I_{MAX}}{2}$

Carga sintonizada  $\rightarrow R_L = \frac{V_{MAX}/2}{I_{MAX}/2} = \frac{V_{MAX}}{I_{MAX}} = R_{LA} \quad \leftarrow$  igual à classe A

$P_L = \frac{1}{2} R_L I_1^2 = \frac{1}{8} V_{MAX} I_{MAX} = P_{LA} \quad \leftarrow$  igual à classe A

$P_{DC} = I_0 V_Q = \frac{1}{2\pi} V_{MAX} I_{MAX} = \frac{4}{\pi} P_{LA} \quad \leftarrow$  menor que a classe A

$P_{DISS} = P_{DC} - P_L = \frac{4 - \pi}{\pi} P_{LA} \quad \leftarrow$  menor que a classe A

$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$

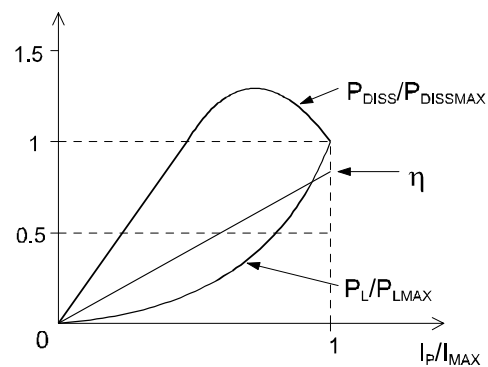
- Comportamento para níveis de excursão inferiores à máxima

→ Admitem-se  $I_Q$ ,  $V_Q$  e  $R_L$  os mesmos da excursão máxima

$$\frac{P_{DISS}}{P_{DISSMAX}} = \frac{\pi}{4 - \pi} \left[ \frac{4}{\pi} \left( \frac{I_P}{I_{MAX}} \right) - \left( \frac{I_P}{I_{MAX}} \right)^2 \right]$$

$$\frac{P_L}{P_{LMAX}} = 4 \left( \frac{I_P}{I_{MAX}} \right)^2$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \left( \frac{I_P}{I_{MAX}} \right)$$



### Vantagens

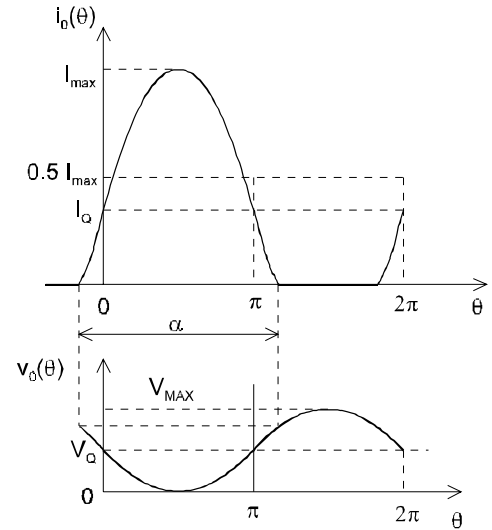
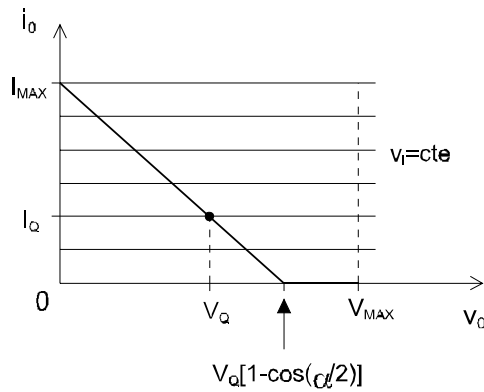
- Rendimento mais alto que a classe A.
- Sem sinal de entrada  $P_{DISS}=0$  e  $P_{DC}=0$ .

### Desvantagens

- Corrente  $i_0$  com distorção  $\Rightarrow$  filtro de saída necessário.
- Ganho mais baixo que a classe A.

**1.4. Classe AB ( $\pi < \alpha < 2\pi$ )**

- Comportamento admitindo máxima excursão do sinal



$$\text{PFR} \quad \rightarrow \quad I_Q = I_{MAX} \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - 1} \quad V_Q = \frac{V_{MAX}}{2}$$

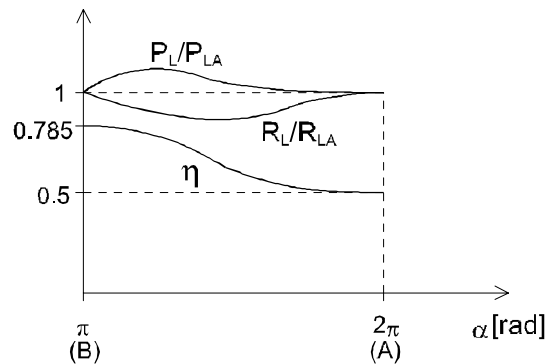
$$\text{Harmónicas} \quad \rightarrow \quad I_0 = \frac{I_{MAX}}{2\pi} \frac{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad I_1 = \frac{I_{MAX}}{2\pi} \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

$$\text{Carga sintonizada} \quad \rightarrow \quad R_L = \frac{V_{MAX}}{2I_1} = \frac{V_{MAX}}{I_{MAX}} \left[ \frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\pi \alpha - \text{sen}(\alpha)} \right]$$

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_1^2 = \frac{1}{8} V_{MAX} I_{MAX} \left[ \frac{1}{\pi} \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$$

$$P_{DC} = I_0 V_Q = \frac{1}{4\pi} V_{MAX} I_{MAX} \left[ \frac{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$$



### Vantagens

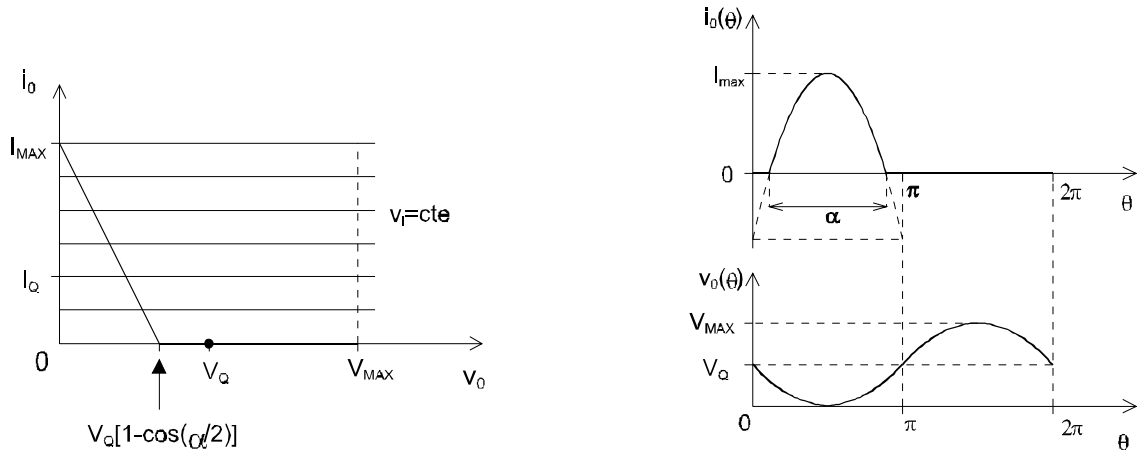
- Rendimento mais alto que a classe A.
- Menos distorção que a classe B.

### Desvantagens

- Corrente  $i_0$  com distorção  $\Rightarrow$  filtro de saída necessário.
- Ganho mais baixo que a classe A.

**1.5. Classe C ( $0 < \alpha < \pi$ )**

- Comportamento admitindo máxima excursão do sinal



PFR  $\rightarrow I_Q = 0 \quad V_Q = \frac{V_{MAX}}{2}$

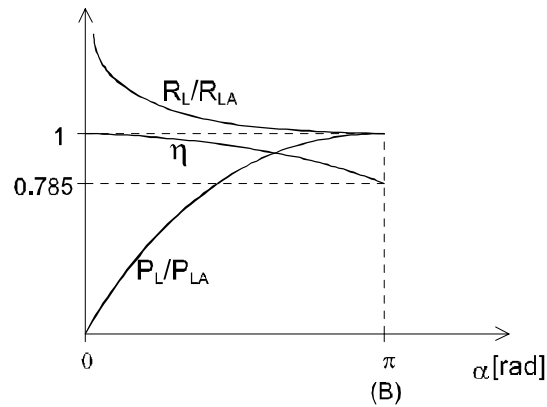
Harmónicas  $\rightarrow I_0 = \frac{I_{MAX}}{2\pi} \frac{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad I_1 = \frac{I_{MAX}}{2\pi} \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$

Carga sintonizada  $\rightarrow R_L = \frac{V_{MAX}}{2I_1} = \frac{V_{MAX}}{I_{MAX}} \left[ \frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\pi \alpha - \text{sen}(\alpha)} \right]$

$P_L = \frac{1}{2} R_L I_1^2 = \frac{1}{8} V_{MAX} I_{MAX} \left[ \frac{1}{\pi} \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$

$P_{DC} = I_0 V_Q = \frac{1}{4\pi} V_{MAX} I_{MAX} \left[ \frac{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{2\text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$$



### Vantagens

- Rendimento mais alto que a classe B.

### Desvantagens

- Corrente  $i_0$  com distorção  $\Rightarrow$  filtro de saída necessário.
- Ganho mais baixo que a classe B.



### **3. CLASSES DE FUNCIONAMENTO CLÁSSICAS COM SATURAÇÃO**

Os valores instantâneos não podem exceder  $I_{MÁX}$  e  $V_{MÁX}$

+

Aumentar  $P_L$  e, ou rendimento

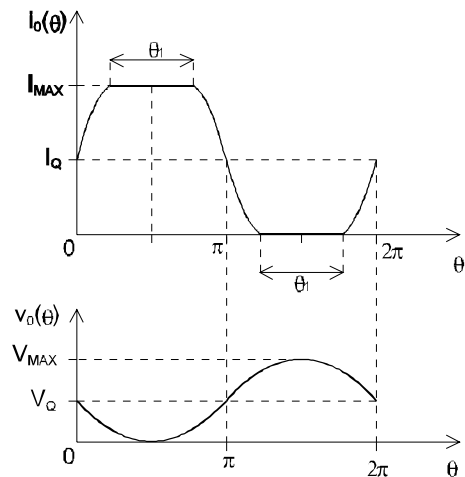
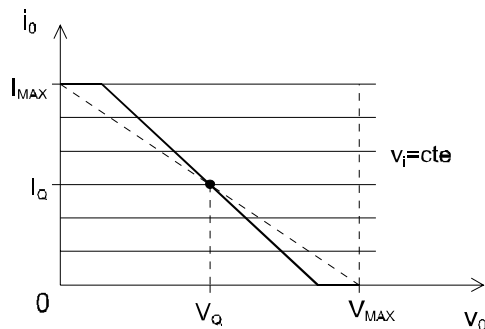
↓

Distorce-se  $i_0$  e, ou  $v_0$  tal que os valores instantâneos não excedam

$I_{MÁX}$  e  $V_{MÁX}$  mas as componentes fundamentais sim

### 1.6. Classe A saturada em corrente

- Comportamento admitindo máxima excursão do sinal



PFR  $\rightarrow I_Q = \frac{I_{MAX}}{2}$   $V_Q = \frac{V_{MAX}}{2}$   $\leftarrow$  mesmo da classe A

Harmónicas  $\rightarrow I_0 = I_Q$   $I_1 = I_{MAX} \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{2\pi \cos(\theta_1/2)} \right]$

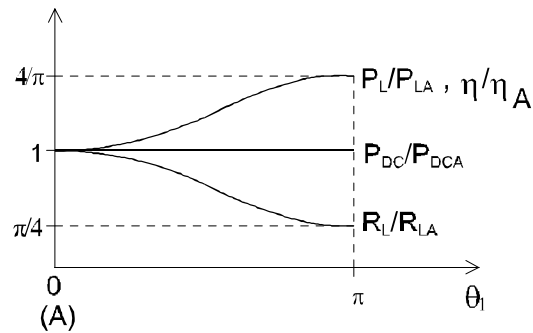
Carga sintonizada  $\rightarrow R_L = \frac{V_{MAX}}{2I_1} = R_{LA} \cdot \left[ \frac{\pi \cos(\theta_1/2)}{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1} \right]$

Carga tal que  $Z_L(\omega_i)=0$  (para  $i \neq 1$ )  $\Rightarrow$  Apesar de  $i_0$  ter harmónicas  $v_0$  não as tem.

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_1^2 = P_{LA} \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{\pi \cos(\theta_1/2)} \right]$$

$$P_{DC} = I_0 V_Q = P_{DCA}$$

$$\eta = \eta_A \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{\pi \cos(\theta_1/2)} \right]$$



Para  $\theta_1 = \pi \Rightarrow i_0$  é onda quadrada  $\Rightarrow$  
$$\begin{cases} P_L = 1.27 P_{LA} \\ R_L = R_{LA} / 1.27 \\ \eta = 1.27 \eta_A \end{cases}$$

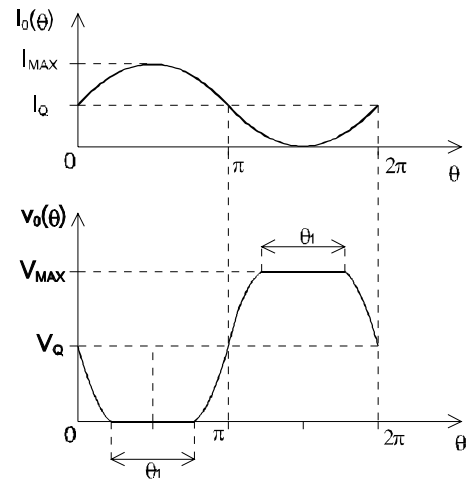
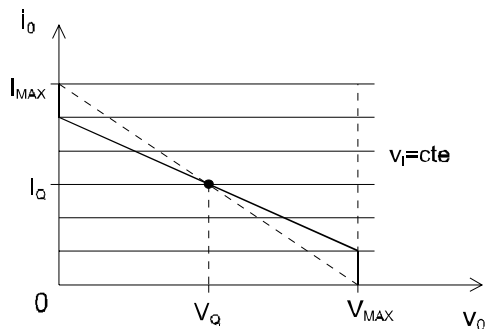
Neste caso  $i_0$  só tem harmônicas ímpares

↓

$Z_L(\omega_i) = 0$  para  $i$  ímpar ( $i \neq 1$ )      e       $Z_L(\omega_i) = \text{qq.}$  para  $i$  par

### 1.7. Classe A saturada em tensão

- Comportamento admitindo máxima excursão do sinal



PFR  $\rightarrow I_Q = \frac{I_{MAX}}{2} \quad V_Q = \frac{V_{MAX}}{2} \quad \leftarrow$  mesmo da classe A

Harmónicas  $\rightarrow V_0 = V_Q \quad V_1 = V_{MAX} \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{2\pi \cos(\theta_1/2)} \right]$

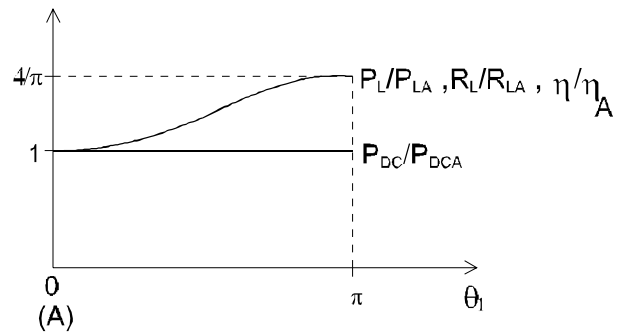
Carga sintonizada  $\rightarrow R_L = \frac{2V_1}{I_{MAX}} = R_{LA} \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{\pi \cos(\theta_1/2)} \right]$

Carga tal que  $Z_L(\omega_i) = \infty$  (para  $i \neq 1$ )  $\Rightarrow$  Apesar de  $v_o$  ter harmónicas  $i_o$  não as tem.

$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{R_L} = P_{LA} \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{\pi \cos(\theta_1/2)} \right] \quad \leftarrow$  = classe A sat. em corrente

$P_{DC} = I_Q V_0 = P_{DCA}$

$\eta = \eta_A \cdot \left[ \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{\pi \cos(\theta_1/2)} \right] \quad \leftarrow$  = classe A sat. em corrente

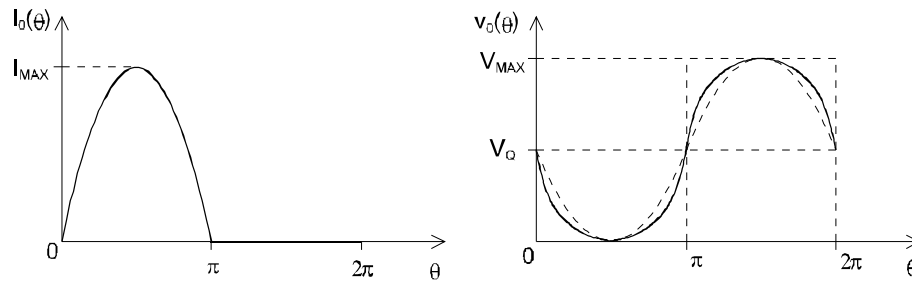


$$\text{Para } \theta_1 = \pi \Rightarrow v_0 \text{ é onda quadrada} \Rightarrow \begin{cases} P_L = 1.27P_{LA} \\ R_L = 1.27R_{LA} \\ \eta = 1.27\eta_A \end{cases}$$

Neste caso  $v_0$  só tem harmônicas ímpares

↓

$$Z_L(\omega_i) = \infty \text{ para } i \text{ ímpar } (i \neq 1) \quad \text{e} \quad Z_L(\omega_i) = \text{qq. para } i \text{ par}$$

**1.8. Classe F**

À tensão de saída  $v_o$  é adicionada 3ª harmónica

$$v(\theta) = V_1 \cos(\theta) - V_3 \cos(3\theta)$$

Pode mostrar-se que:

- $v(\theta)$  achata nos topos e continua só com um pico se  $V_3 < V_1/9$
- Para  $V_3 > V_1/9$  aparecem dois picos

A classe F define-se com  $V_3 = V_1/9 \Rightarrow$  o máximo de  $v(\theta)$  é  $8V_1/9 \Rightarrow$   
o valor de  $v(\theta)$  pode ser aumentado  $9/8$  para ter máxima excursão  $\Rightarrow$   
a fundamental fica  $9V_1/8$ .

Como  $P_{DC}$  não se altera

$\Downarrow$

$$P_L = 9/8 P_{LB} = 1.125 P_{LB} \quad \text{e} \quad \eta = 88.4 \%$$

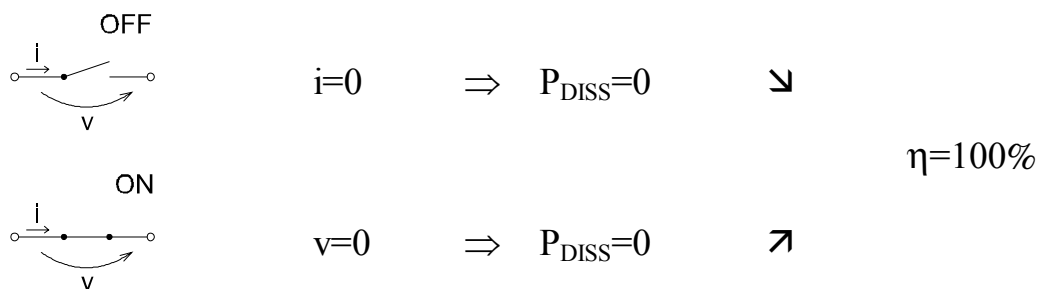
#### 4. CLASSES DE FUNCIONAMENTO EM COMUTAÇÃO

Classes onde os transistores comutam entre o estado ON e OFF.

Funcionam como interruptores.



Se o funcionamento for ideal a potência dissipada nos transistores é zero.



Na prática como os transistores não se comportam como interruptores ideais  
(por ex.  $v=0$  no estado ON é difícil)

+

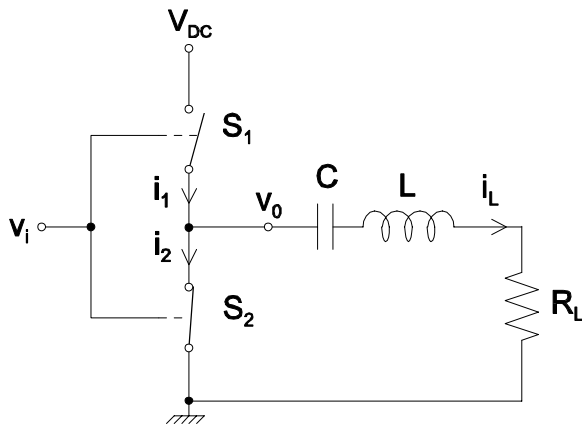
Os elementos reactivos dissipam potência



$\eta < 100\%$

Em altas frequências o comportamento dos transistores dificilmente é parecido com os dos interruptores ideais. Só transistores rápidos com velocidades de comutação elevadas tem melhor comportamento.

**1.9. Classe D com comutação de tensão**



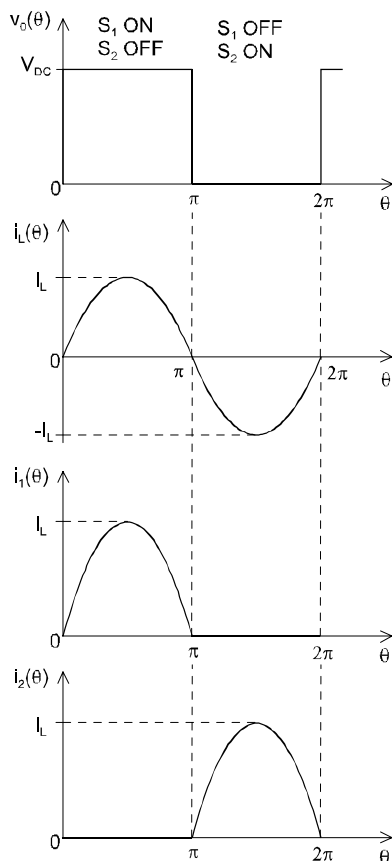
$S_1$  e  $S_2$  comutam em oposição de fase comandados pela tensão de entrada  $v_i$ .

O tempo de fecho de cada interruptor é 50% do período.

Admite-se que o circuito  $R_L+C+L$  tem um factor de qualidade suficientemente elevado e que  $C$  e  $L$  estão em ressonância à fundamental do sinal de entrada.



$i_L$  é aproximadamente sinusoidal



$$V_{00} = \frac{V_{DC}}{2}$$

$$V_{01} = \frac{2V_{DC}}{\pi}$$

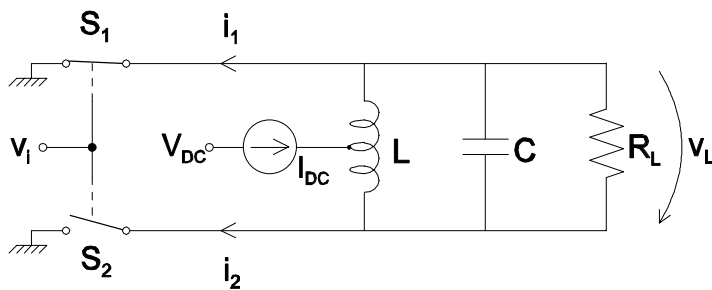
$$I_{L0} = 0$$

$$I_{L1} = \frac{V_{01}}{R_L} = \frac{2V_{DC}}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_{L1}^2 = \frac{2V_{DC}^2}{\pi^2 R_L}$$



**1.10. Classe D com comutação em corrente**



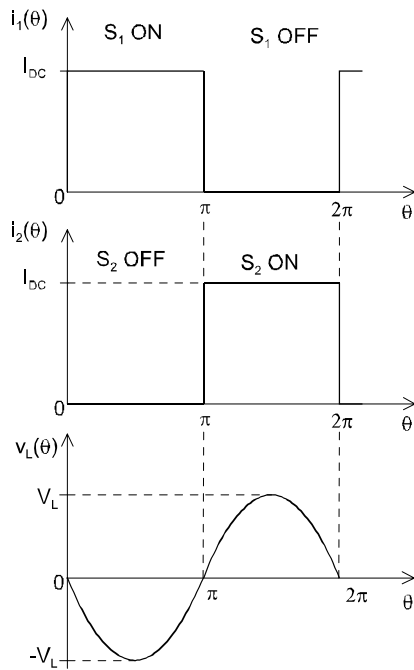
$S_1$  e  $S_2$  comutam em oposição de fase comandados pela tensão de entrada  $v_i$ .

O tempo de fecho de cada interruptor é 50% do período.

Admite-se que o circuito  $R_L//C//L$  tem um factor de qualidade suficientemente elevado e que C e L estão em ressonância à fundamental do sinal de entrada.



$v_L$  é aproximadamente sinusoidal



$$I_{10} = \frac{I_{DC}}{2} \quad I_{11} = \frac{2I_{DC}}{\pi}$$

$$I_{20} = \frac{I_{DC}}{2} \quad I_{21} = \frac{2I_{DC}}{\pi}$$

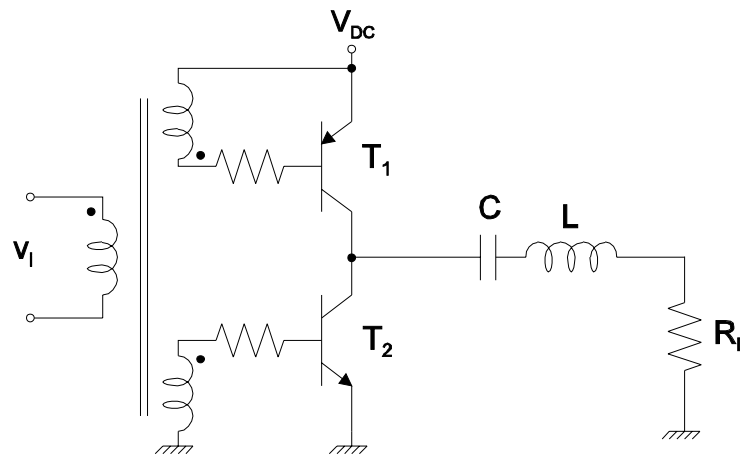
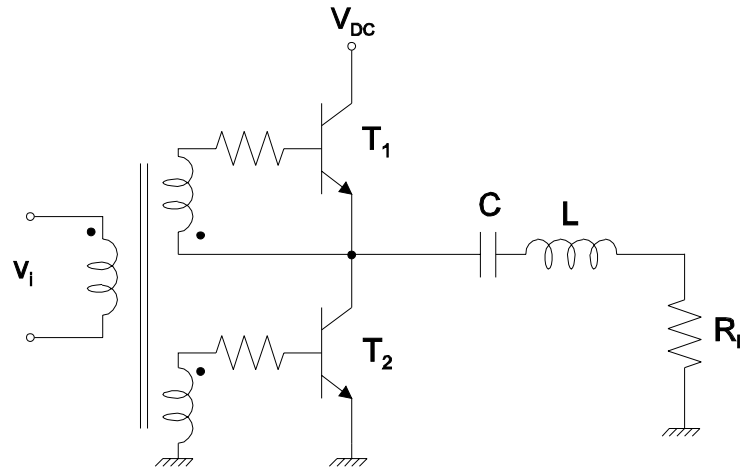
Fundamental de  $i_1$  e  $i_2$  aplicadas em oposição de fase ao  $R_L//L//C$ .

$$V_{L1} = \frac{2I_{DC}R_L}{\pi}$$

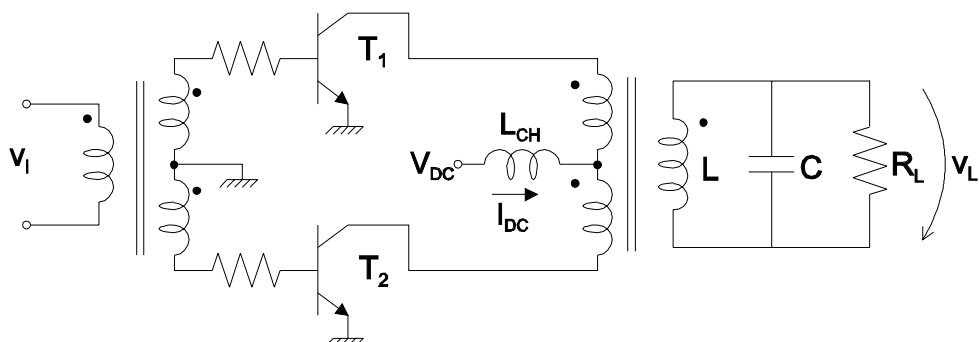
$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_{L1}^2}{R_L} = \frac{2I_{DC}^2}{\pi^2} R_L$$

• Circuitos práticos

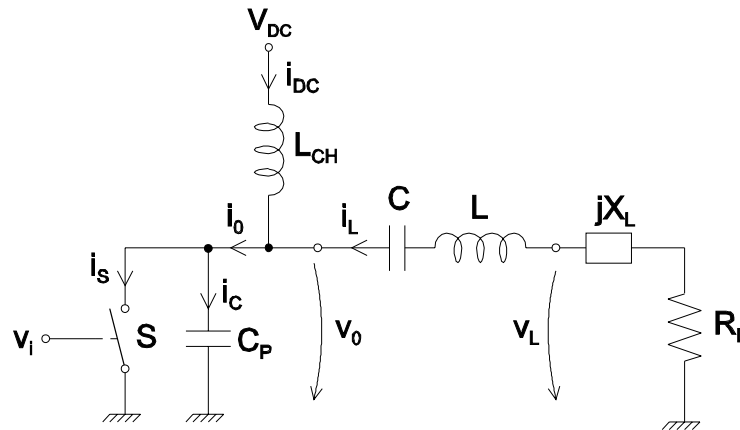
i) Comutação em tensão



ii) Comutação em corrente

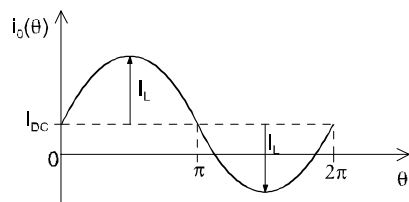


### 1.11. Classe E

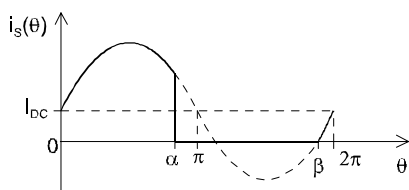


Admite-se:

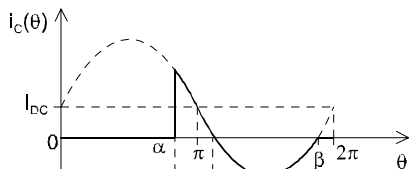
- $L+C+X_L+R_L$  com  $Q$  tal que  $i_L$  é sinusoidal e tem valor médio nulo.
- $C$  e  $L$  em ressonância à fundamental do sinal de entrada.
- $C_P$  pode ser a capacidade de saída do transistor (admitida de valor cte.) em // com uma capacidade externa adicionada.



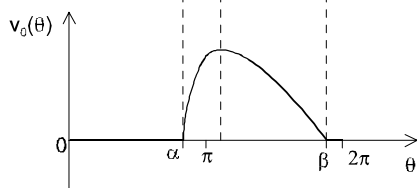
$$i_0 = i_S + i_C \quad I_{MAX} = I_L + I_{DC}$$



O interruptor deve voltar a fechar no instante em que  $i_C=0 \Rightarrow$  melhor rendimento.



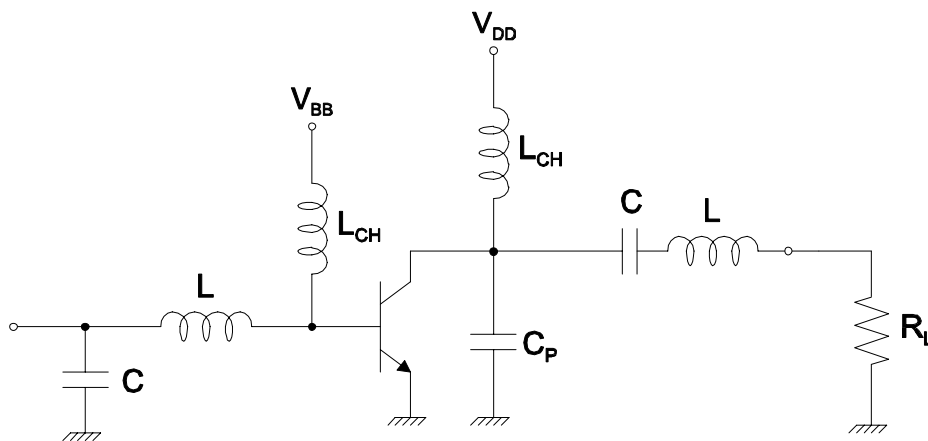
$$\overline{i_C} = 0$$



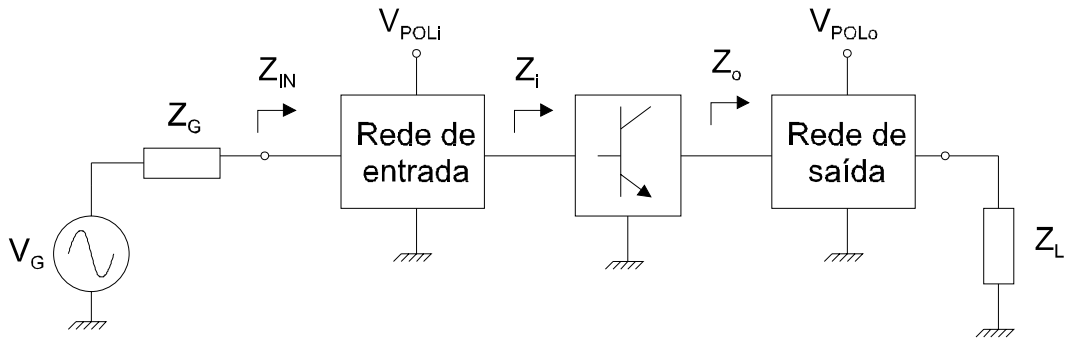
$$i_C = C_P \frac{dv_0}{dt} \Rightarrow v_0 = \frac{1}{C_P} \int i_C dt$$

- A análise das formas de onda permite obter relações para os componentes.
- No projecto escolhem-se  $\alpha$ ,  $V_{DC}$ ,  $\omega$ ,  $I_{MAX}$ . Obtem-se  $\beta$ ,  $I_{DC}$ ,  $I_L$ ,  $C_P$ ,  $R_L$ ,  $X_L$ ,  $L$  e  $C$ .
- Se o interruptor fôr ideal e os elementos reactivos também  $\Rightarrow \eta=100\%$ .
- A fundamental de  $v_0$  não está em fase com  $i_L$  logo a carga é  $Z_L=R_L+jX_L$ .

- **Circuitos práticos**



## 5. REDES DE ADAPTAÇÃO E POLARIZAÇÃO



$Z_G$  e  $Z_L$  são normalmente reais

+

$Z_0$  obtido pelas classes de funcionamento

$Z_i$  a impedância de entrada do dispositivo activo

⇓

Rede de saída → Transforma  $Z_L$  em  $Z_0$  e polariza a saída do transistor.

Rede de entrada → Transforma  $Z_i$  em  $Z_{in}=Z_G^*$  para maximizar o ganho de transdução e polariza a entrada do transistor.

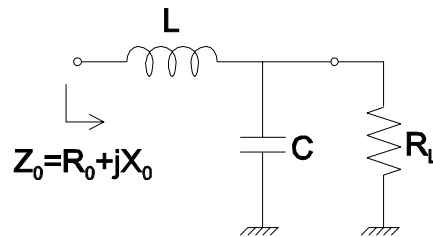
**Radio-Frequência** → Redes com L, C e transformadores.

**Microondas** → Redes com elementos distribuídos: linhas, stubs, etc.

### 1.12. Adaptação

- Malha de 2ª ordem.

Como normalmente  $R_L > R_0$  a topologia é



Factor de transformação  $\rightarrow m = R_L/R_0$

$$Z_0 = \frac{R_L}{1 + jR_L\omega C} + j\omega L$$

$\Downarrow$

$$\boxed{\operatorname{Re}(Z_0) = R_0 \Rightarrow X_C = \frac{R_L}{\sqrt{m-1}}}$$

$$\boxed{\operatorname{Im}(Z_0) = X_0 = 0 \Rightarrow X_L = R_0 \sqrt{m-1}}$$

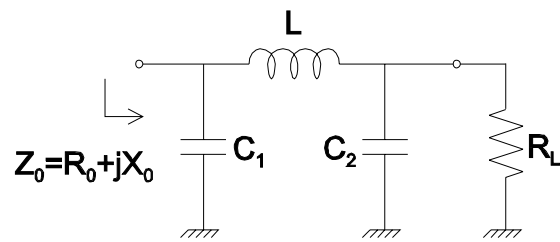
Comporta-se como circuito-aberto às harmónicas de ordem superior.

- Malha de 3ª ordem.

L com perdas + L de valor realizável + C de valor realizável



Mais graus de liberdade

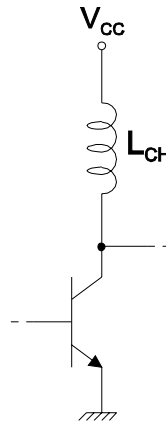


Comporta-se como curto-circuito às harmónicas de ordem superior.

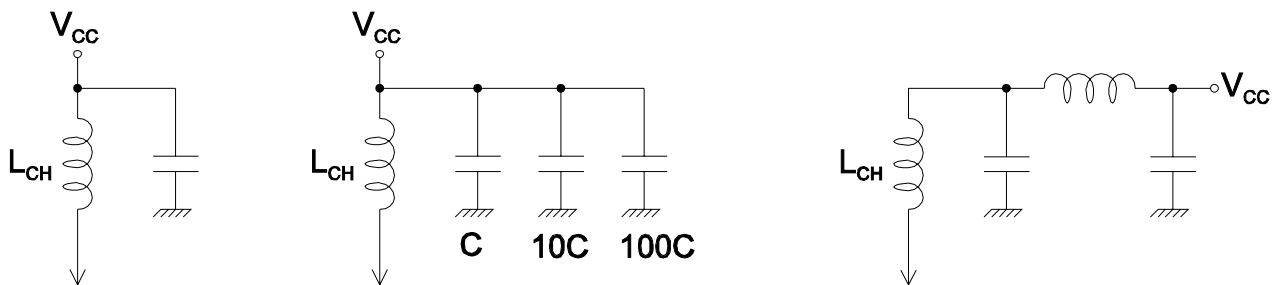
### 1.13. Polarização

Bobina de bloqueio da componente AC (bobina de “choke”)  $\Rightarrow \omega \cdot L_{CH} \gg$

$L_{CH}$  elevada  $\Rightarrow$  Em alta frequência L elevada tem muitas perdas e parasitas.



Circuito de polarização não ideal  $\Rightarrow$  dessensibilização de  $V_{CC}$ .





## 6. TÉCNICAS DE LINEARIZAÇÃO

- Técnicas que permitem diminuir os níveis de distorção no sinal de saída de um amplificador de potência.
- A distorção perturba a informação contida na amplitude e/ou fase dos sinais a amplificar.
- A distorção por intermodulação é especialmente importante em sinais com mais do que uma portadora (estações de base em comunicações móveis).
- A não utilização de qualquer técnica de linearização implica que o amplificador tem de operar a um nível muito inferior ao da sua potência nominal: 5 a 6 dB abaixo em  $P_{OUT}$ . ⇒ **“Backed off mode”**

Com um linearizador → mais 10% a 15% de custo total (típico)

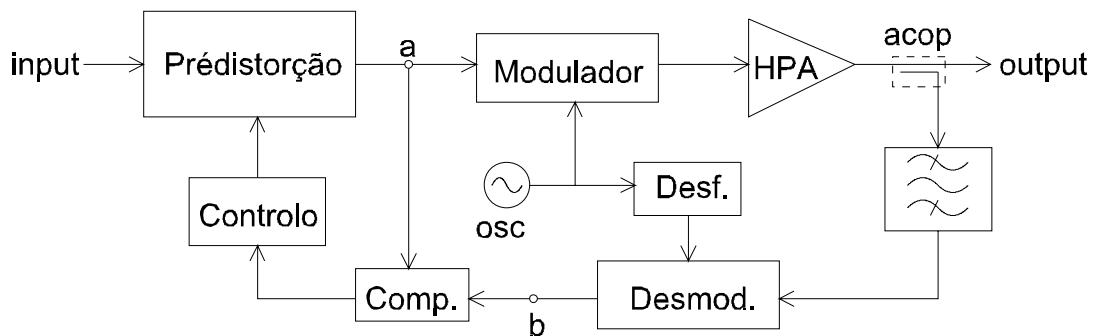
+

Melhor rendimento e andar de potência mais barato

⇓

COMPENSA

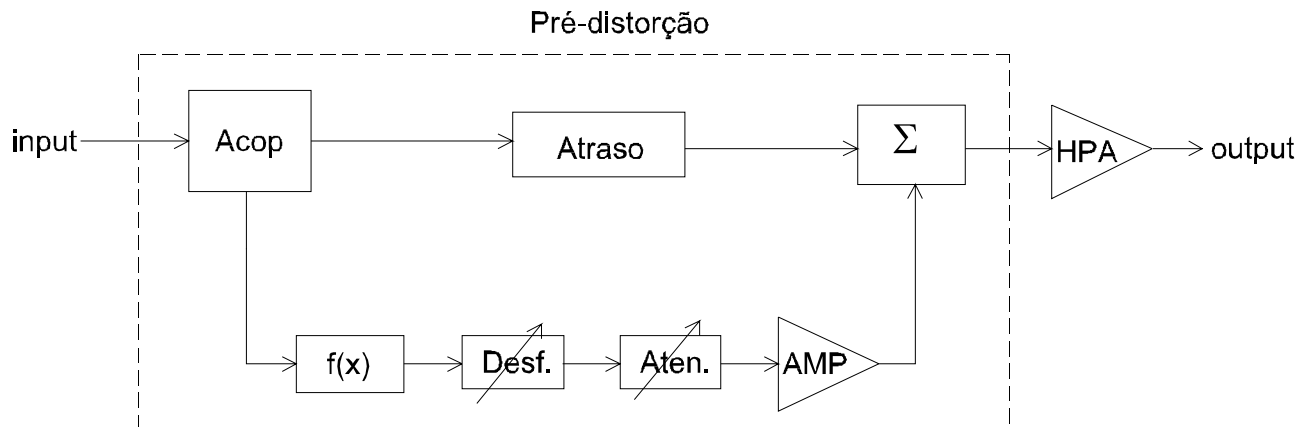
### 1.14. Feedback em banda base



Se o HPA for ideal os sinais (em banda base) nos pontos a e b são semelhantes e o bloco de pré-distorção não influencia o sinal de entrada. Caso contrário, os seus parâmetros são alterados de modo a compensar a diferença.

O desfasador Desf. serve para evitar instabilidade.

### 1.15. Pré-distorção

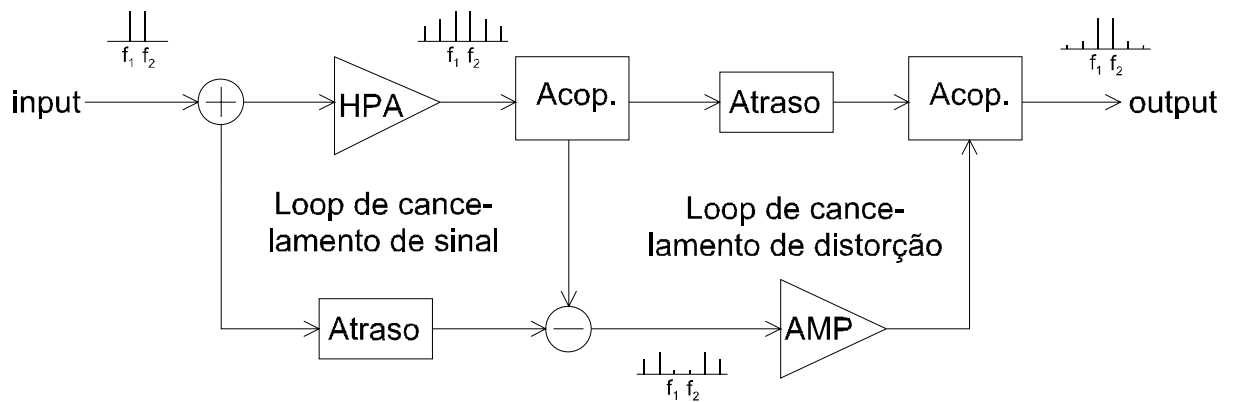


A característica entrada-saída do bloco de pré-distorção deve ser a inversa da do HPA para que a característica total seja linear.

Uma característica do tipo  $f(x)=x^3$  é muito usada porque os produtos de intermodulação de 3ª ordem são os mais importantes.

Não requerer circuitos à saída do HPA é uma vantagem.

### 1.16. Feedforward



A uma amostra do sinal de saída do HPA são subtraídas as componentes em  $f_1$  e  $f_2$ . Este sinal (sinal de erro) é então subtraído ao sinal de saída do HPA.

É talvez a técnica mais utilizada.

Lineariza mais que a pré-distorção.

## 7. PROJECTO TÉRMICO

- O calor produzido nos dispositivos tem de ser transmitido ao meio ambiente.
- O uso de dissipadores facilita essa transmissão.
- Normalmente têm-se em conta os aspectos térmicos quando as potências dissipadas são maiores que 100mW.
- O sobreaquecimento dos dispositivos pode encurtar o seu tempo de vida útil e/ou levar à destruição.

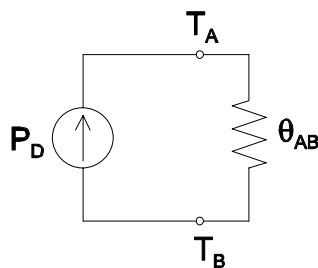
### • Resistência térmica $\theta$

Pontos A e B termicamente ligados e com diferentes temperaturas

$$T_A - T_B = P_D \theta_{AB} = \Delta T \quad P_D \text{ em W, } T \text{ em } ^\circ\text{C e } \theta_{AB} \text{ em } ^\circ\text{C/W}$$

$\theta_{AB}$  é a constante de proporcionalidade entre a diferença de temperatura de A para B e a potência dissipada entre os dois pontos.

→ **Analogia com a Lei de Ohm**



$$P_D \leftrightarrow I$$

$$T \leftrightarrow V$$

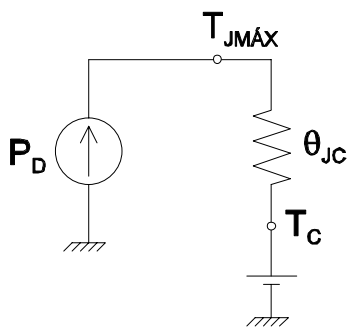
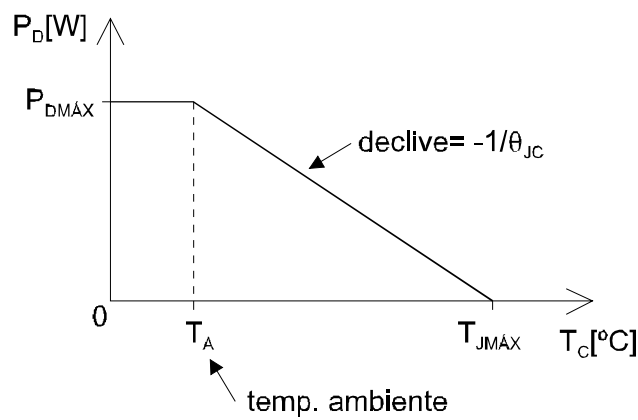
$$\theta \leftrightarrow R$$

$$I = \frac{\Delta V}{R} \quad \leftrightarrow \quad P_D = \frac{T_A - T_B}{\theta_{AB}}$$

• **Dados térmicos de um transistor**

A potência dissipada num transistor é limitada pela temperatura máxima da junção  $T_{JMÁX}$  (source num MOS ou BC num TJB).

Os fabricantes fornecem uma característica  $P_D-T_C$ . ( $T_C$  = temperatura do encapsulamento).

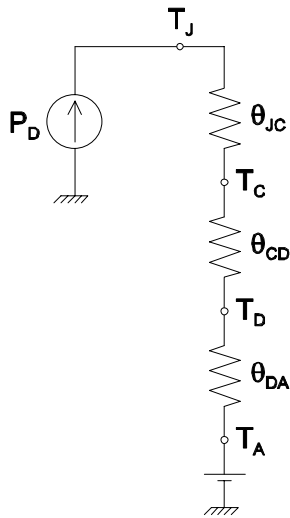


$$P_D = \left( -\frac{1}{\theta_{JC}} \right) T_C + \frac{T_{JMÁX}}{\theta_{JC}}$$

Se  $P_D=0 \Rightarrow T_C=T_{JMÁX}$

Se  $T_C = T_A$  (melhor caso)  $\Rightarrow P_D = P_{DMÁX}$

• **Transistor com dissipador**



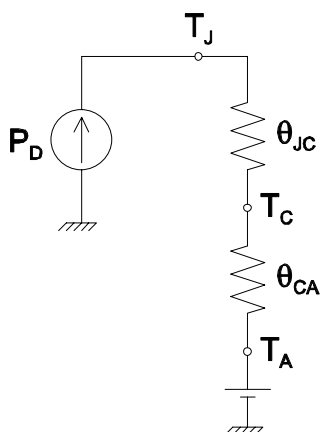
$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CD} + \theta_{DA}}$$

- J → Junção
- C → Encapsulamento
- D → Dissipador
- A → Ambiente

$\theta_{CD}$  depende de como é feito o contacto térmico entre o encapsulamento e o dissipador. Com pasta térmica  $\theta_{CD}$  é da ordem de  $0.5^\circ\text{C/W}$ .

$\theta_{DA}$  é uma característica do dissipador → depende da sua superfície.

• **Transistor sem dissipador**



$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CA}}$$

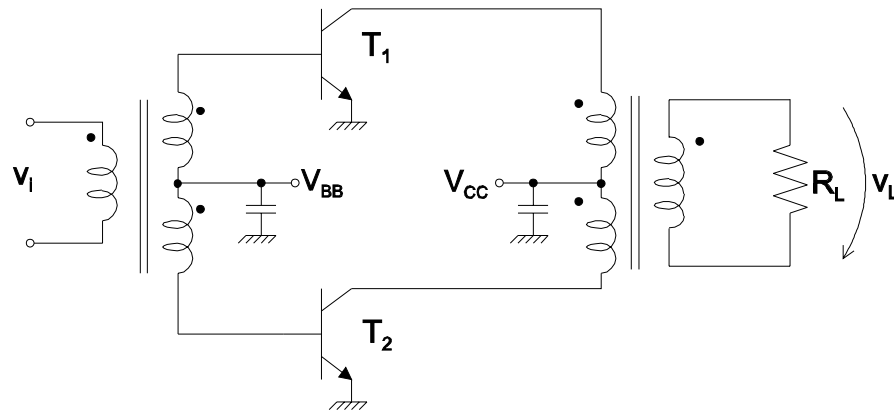
$\theta_{CA}$  é de valor elevado (num transistor de sinais fracos pode ser  $\sim 1000^\circ\text{C/W}$ ) o que limita muito  $P_D$ .



Deve usar-se dissipador quando necessário

## 8. ARQUITETURAS DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

### 1.17. Push-Pull

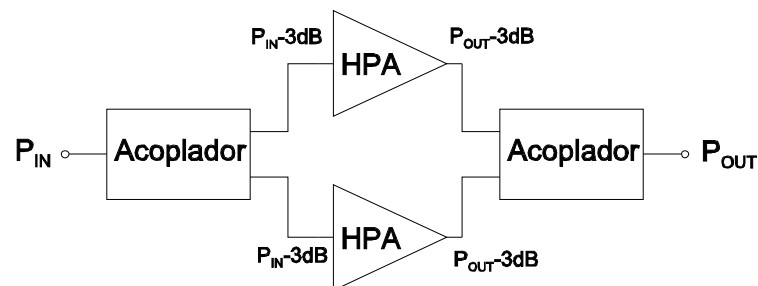


- Mesmo rendimento da classe B, cada transistor amplifica uma alternância do sinal.
- Apesar da corrente em cada transistor ser do tipo classe B a corrente em  $R_L$  é sinusoidal devido ao transformador de saída.
- Banda larga, usa transformadores de banda larga.
- Muito usado em aplicações até 400MHz.
- Distorção de cruzamento (“crossover distortion”).
- Os transistores vêm uma carga real, logo, se  $i_C$  é do tipo classe B,  $v_{CE}$  tem a mesma forma de  $i_C$ .



### 1.18. Equilibrados

- Normalmente os amplificadores equilibrados usam-se quando a potência de saída requerida não pode ser atingida com um andar de um só transistor.
- A simples ligação em paralelo de 2 ou mais transistores tem os inconvenientes de baixar os níveis de impedância e, ou causar instabilidade.
- Usam-se híbridos que são circuitos acopladores que dividem a potência pelas saídas em partes iguais.
- Os híbridos tem as saídas em fase, em oposição de fase ou em quadratura.



- Potência de saída é a soma das potências dos HPAs.
- O ganho total é o mesmo do HPA (desprezando perdas de inserção dos acopladores).
- Rendimento total é o mesmo do HPA (desprezando perdas de inserção dos acopladores).
- Circuito mais complexo.
- Melhor adaptação de entrada / saída.
- Menor distorção no sinal de saída se os acopladores desfasarem os sinais de  $90^\circ$  ou  $180^\circ \Rightarrow$  cancelamento de harmónicas.

Tipos de híbridos:

**Radio-Frequência** → Transformadores.

**Microondas** → Wilkinson, Lange coupler, rat-race, híbrido quadrado.

## 9. BIBLIOGRAFIA

- Cripps, Steve C., “RF Power Amplifiers for Wireless Communications”, Artech House, 1999.
- Cripps, Steve C., “Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design”, Artech House, 2002.
- Clark, Hess, “Communication Circuits: Analysis and Design”, Addison-Wesley Publishing Company, 1978.
- Krauss, Bostian, “Solid State Radio Engineering”, John Wiley & Sons, 1980.
- Larson, Lawrence, “RF and Microwave Circuits Design for Wireless Communications”, Artech House, Inc., 1996.

**ANEXO 1**

## • Série de Fourier

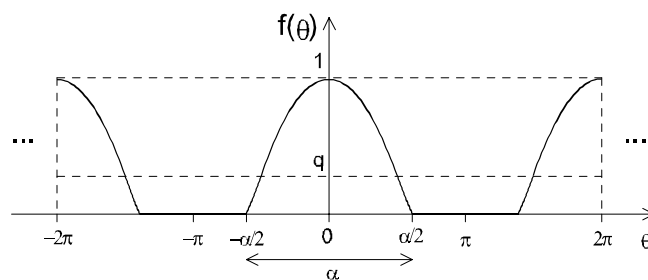
→ função  $f(\theta)$  periódica de período  $2\pi$

$$f(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\theta) + b_n \text{sen}(n\theta)]$$

para  $n \neq 0$        $a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta$        $b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta$

para  $n=0$        $a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) d\theta$

## • Sinusoide cortada



$\alpha$  = ângulo de condução

Num período é dada por:

$$f(\theta) = \begin{cases} q + (1-q)\cos(\theta) & |\theta| < \alpha/2 \\ 0 & \alpha/2 < |\theta| < \pi \end{cases} \quad \text{onde} \quad q = \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - 1}$$

Obtem-se

$$a_0 = \frac{\alpha \cos(\alpha/2) - 2\text{sen}(\alpha/2)}{2\pi[\cos(\alpha/2) - 1]}$$

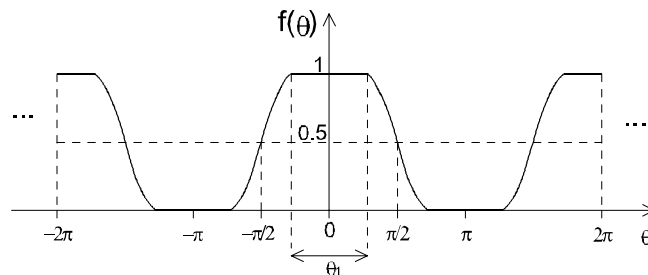
$$a_1 = \frac{\text{sen}(\alpha) - \alpha}{2\pi[\cos(\alpha/2) - 1]}$$

$$a_n = \frac{2q}{n\pi} \text{sen}\left(n \frac{\alpha}{2}\right) + \frac{1-q}{(n-1)\pi} \text{sen}\left[(n-1) \frac{\alpha}{2}\right] + \frac{1-q}{(n+1)\pi} \text{sen}\left[(n+1) \frac{\alpha}{2}\right] \quad \text{para } n > 1$$

$$b_n = 0 \quad \text{qq. } n$$

Nota: Para  $\alpha = \pi$  só tem harmônicas pares.

• **Sinusoide saturada**



$\theta_1 = \hat{\text{ângulo de saturação}}$

Num período é dada por:

$$f(\theta) = \begin{cases} 1 & |\theta| < \theta_1/2 \\ 1/2 + k \cos(\theta) & \theta_1/2 < |\theta| < \pi - \theta_1/2 \\ 0 & \pi - \theta_1/2 < |\theta| < \pi \end{cases} \quad \text{onde} \quad k = \frac{1}{2 \cos(\theta_1/2)}$$

Obtem-se

$$b_n = 0 \quad \text{qq. } n$$

$$a_0 = \frac{1}{2}$$

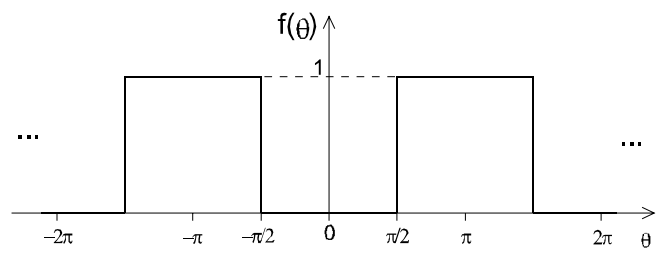
$$a_1 = \frac{\text{sen}(\theta_1) + \pi - \theta_1}{2\pi \cos(\theta_1/2)}$$

para  $n > 1$

$$a_n = \frac{k}{(n+1)\pi} [\text{sen}(n+1)b - \text{sen}(n+1)a] + \frac{k}{(n-1)\pi} [\text{sen}(n-1)b - \text{sen}(n-1)a] + \frac{2}{n\pi} \text{sen}(na)$$

Nota: Para  $\theta_1 = \pi$  (onda quadrada) só tem harmônicas ímpares.

- **Onda quadrada**



Num período é dada por:

$$f(\theta) = \begin{cases} 1 & \pi/2 < |\theta| < \pi \\ 0 & |\theta| < \pi/2 \end{cases}$$

Obtem-se

$$b_n = 0 \quad \text{qq. } n$$

$$a_0 = \frac{1}{2}$$

$$a_n = \begin{cases} 0 & n \text{ par} \\ -\frac{2}{n\pi} & n \text{ ímpar} \end{cases}$$

**ANEXO 2**

Catálogos de transistores de potência

Catálogos de amplificadores de potência