

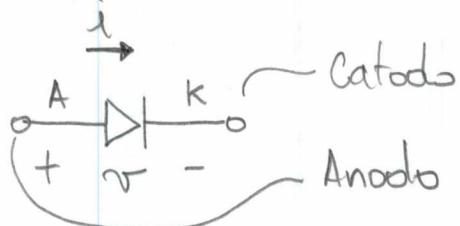
# Dispositivos e Circuitos Eletrônicos

2003.1

1

## II - Diodos

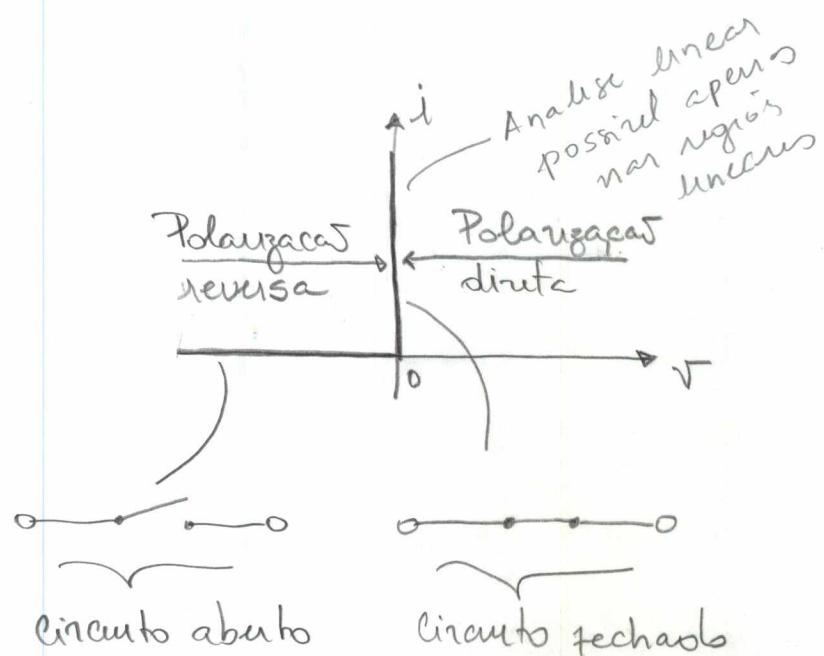
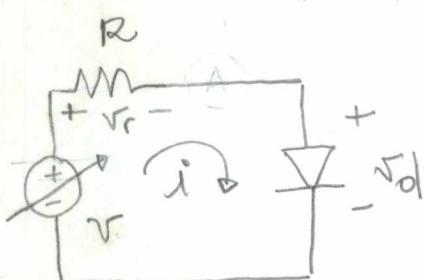
### 1. Introdução



- Dispositivo semicondutor montado na forma discuta ou integrada
- Relação não-linear entre  $v$  e  $i$ : imprescindível para muitas funções de processamento de sinal's.

### 2. O diodo ideal

#### 2.1. Curva característica



p/  $v \geq 0$ :

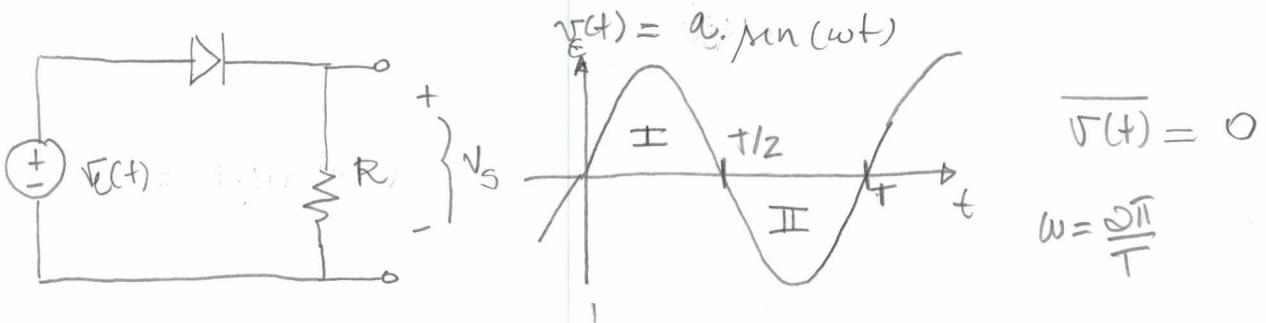
$$\left. \begin{array}{l} \text{Circuit diagram: } v \text{ (source), } R \text{ (resistor), } V_d \text{ (diode).} \\ \text{Equations: } V_r = v \quad V_d = 0 \\ i = \frac{V_r}{R} \end{array} \right\}$$

p/  $v < 0$

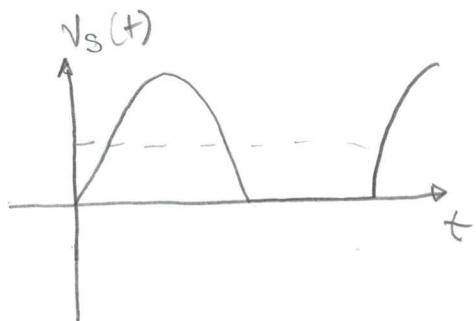
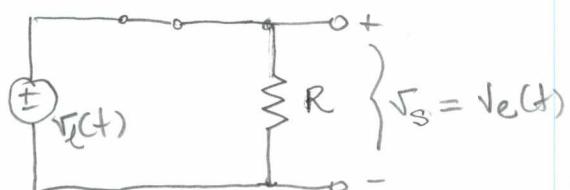
$$\left. \begin{array}{l} \text{Circuit diagram: } v \text{ (source), } R \text{ (resistor), } V_d \text{ (diode).} \\ \text{Equations: } V_r = 0 \quad V_d = v \\ i = 0 \end{array} \right\}$$

## 2.2. Aplicações

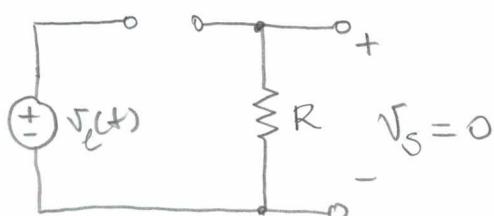
Retificador de meia onda:



Durante I:



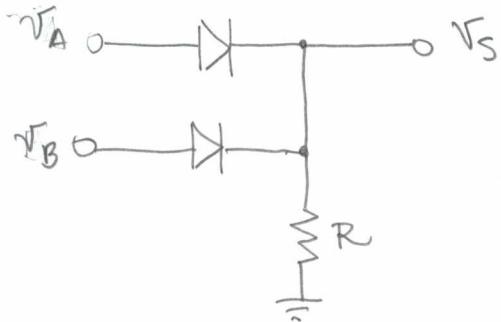
Durante II:



$\bar{V}_s$ : valor médio de  $V_s(t)$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_s(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} a \sin(\omega t) dt \quad \omega \cdot T = 2\pi \\
 &= \frac{a}{T} \cdot \left( -\frac{\cos(\omega t)}{\omega} \right) \Big|_0^{T/2} \\
 &= \frac{a}{2\pi} \cdot \left[ -\cos\left(\frac{\omega \cdot T}{2}\right) + \cos(0) \right] \\
 &= \frac{a}{2\pi} \cdot [1 + 1] = \boxed{\frac{a}{\pi}}
 \end{aligned}$$

## PORÇAS LÓGICAS:



$V_A, V_B$  são tensões que assumem apenas dois valores: 0 (lógica 0) e 5V (lógica 1)

$$\text{Se } V_A = 0V \text{ e } V_B = 0V \Rightarrow V_S = 0V$$

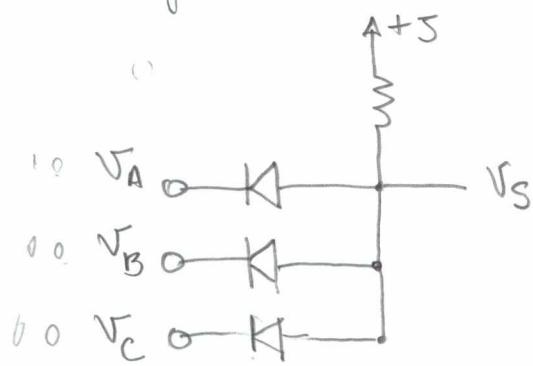
$$V_A = 0V \text{ e } V_B = 5V \Rightarrow V_S = 5V$$

$$V_A = 5V \text{ e } V_B = 0V \Rightarrow V_S = 5V$$

$$V_A = 5V \text{ e } V_B = 5V \Rightarrow V_S = 5V$$

$$S = A + B$$

E agora:

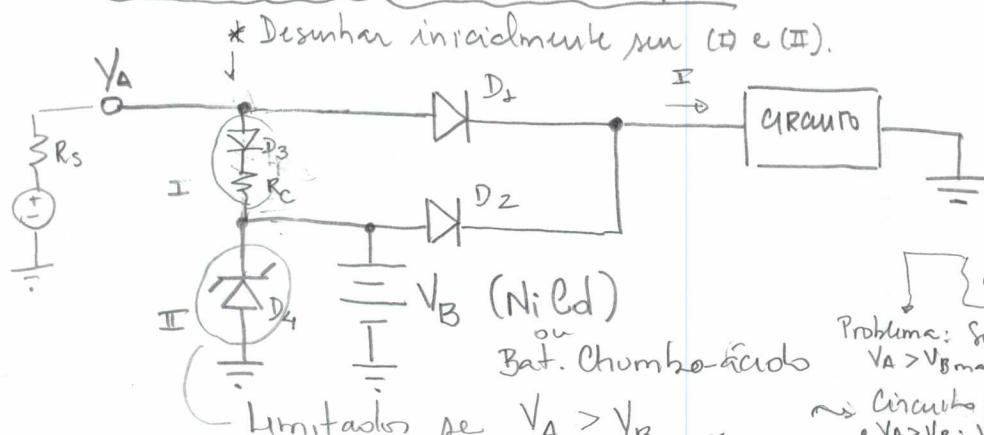


MAPAS DE KARNAUGH

	$\bar{B}$	$B$
$\bar{A}$	0 0 0 0	
A	0 0 1 0	
$\bar{C}$	C	$\bar{C}$

$$S = A \cdot B \cdot C$$

## COMUTAÇÕES DE ALIMENTAÇÃO (Baixa potência)



Seja  $V_A$  e  $V_B \geq 0$ .

• Circuito 1: Sem  $D_3, R_c$  e  $D_4$

•  $V_A > V_B$ :  $V_A$  supre circuito

•  $V_A < V_B$ :  $V_B$  supre circuito

Problema: como carregar  $V_B$

• Circuito 2: Sem  $D_3$  e  $D_4$  ( $D_3$  em curto)

•  $V_A > V_B$ :  $V_A$  supre circuito e carrega  $V_B$

•  $V_A < V_B$ :  $V_B$  supre circuito

Problema: Se  $V_A > V_{B\max}$ ?

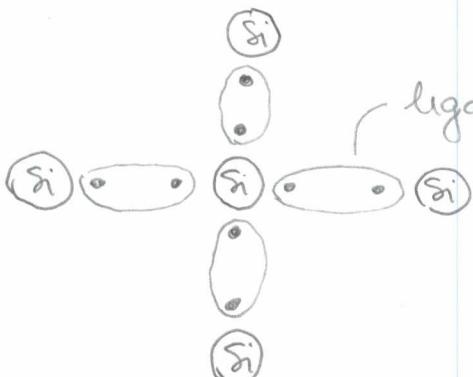
• Circuito 3:  $V_A > V_B$ :  $V_A$  supre circuito e a placa

### 3. Diodos de juncção

#### 3.1. Materiais semicondutores

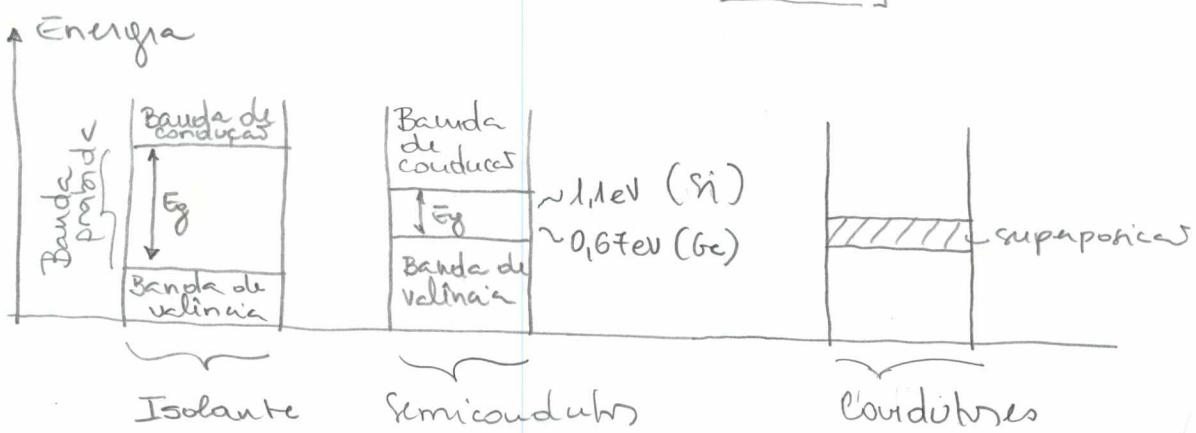
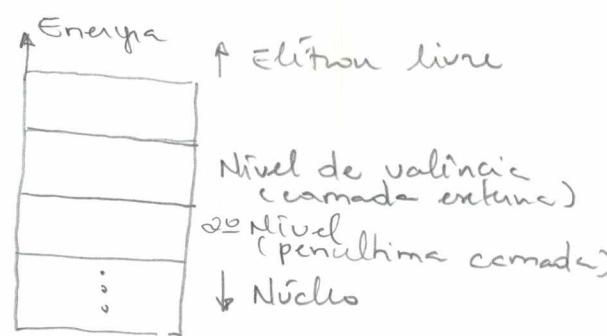
Ge : 32 elétrons (2-8-18-4) }  
 Si : 14 elétrons (2-8-4) } Tetravalentes

Potencial de ionização : Energia necessária para remover elétrons da camada de valência. No Ge é menor que no Si pois os elétrons de valência estão mais distantes do núcleo.



ligação covalente, que pode ser quebrada por fatores naturais, como a energia luminosa e a energia térmica.

#### 3.2. Níveis de energia:



$T=0^{\circ}\text{K}$  não há passagem para a banda de condecoras

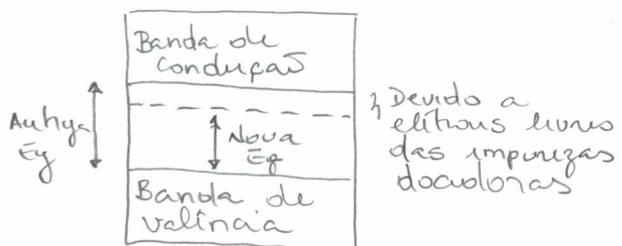
$T=300^{\circ}\text{K}$ , existe passagem mas o material permanece isolante)

## Dopagem

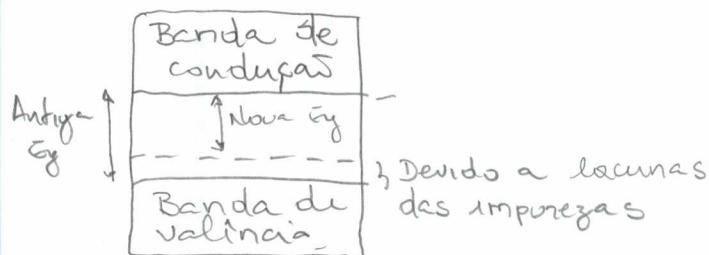
Materiais Intrínsecos : Alto nível de pureza

" Extrínsecos : Inscrição voluntária de "impurezas"  
~ 1 parte / 10 milhões

Objetivo das impurezas: reduzir a banda proibida



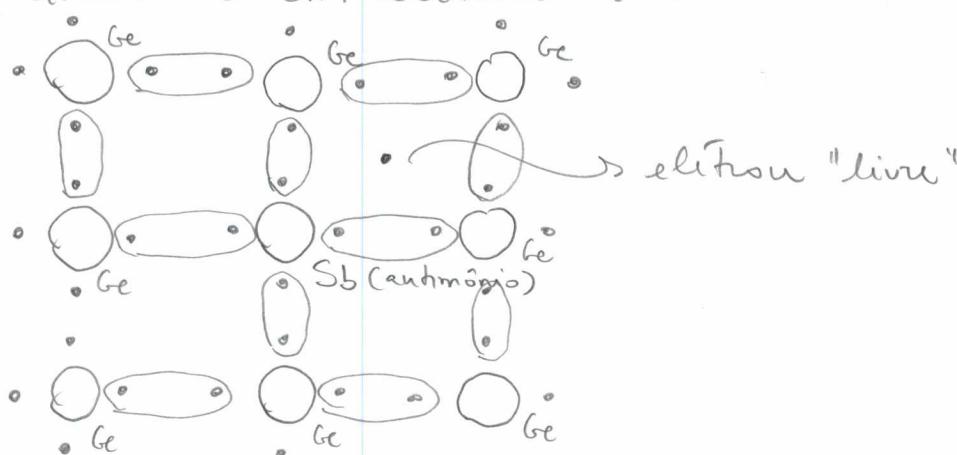
Semicondutores  
dopados com  
impurezas  
pentavalentes  
(tipo n)



Semicondutores  
dopados com  
impurezas  
trivalentes  
(tipo p)

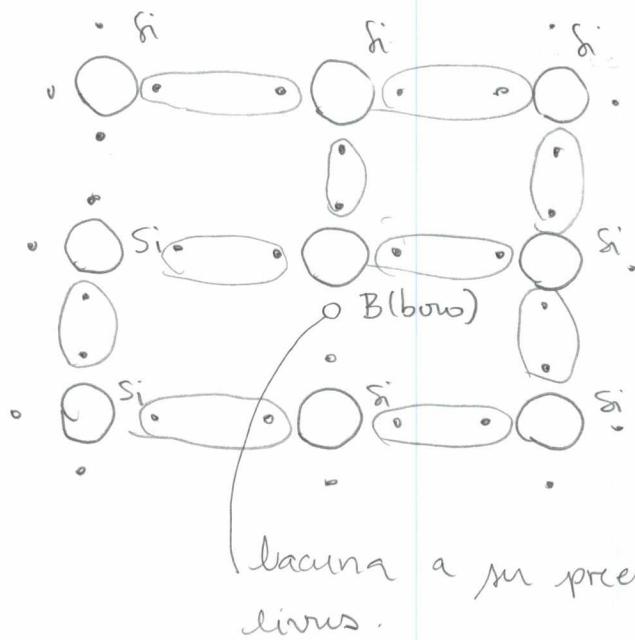
Doadores pentavalentes: antimônio, fósforo e arsénio.

Os átomos pentavalentes se recombinares com os átomos do material por ligações covalentes, deixando um elétron livre



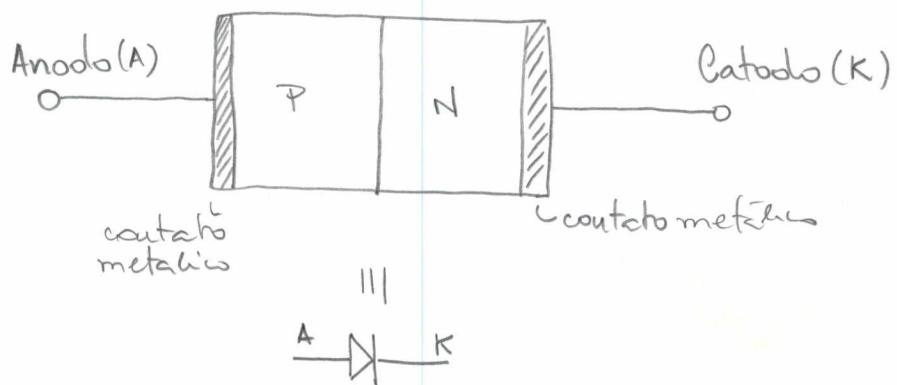
Receptores trivalentes: boro, gálio e índio

Os átomos trivalentes se recombinares com os átomos do material por ligações covalentes, deixando uma "lacuna".

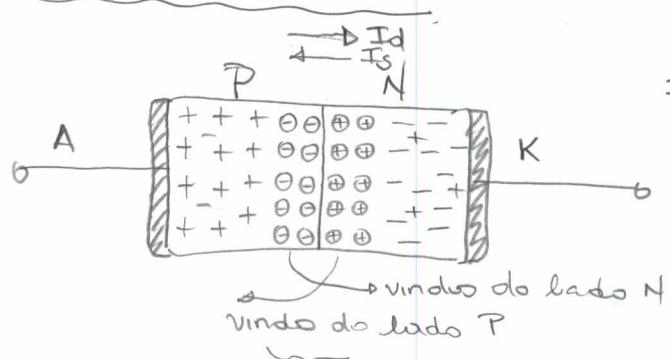


"Do deslocamento de elétrons em um sentido implica no deslocamento virtual de lacunas no sentido inverso"

### 3.2. Diodo de junções PN



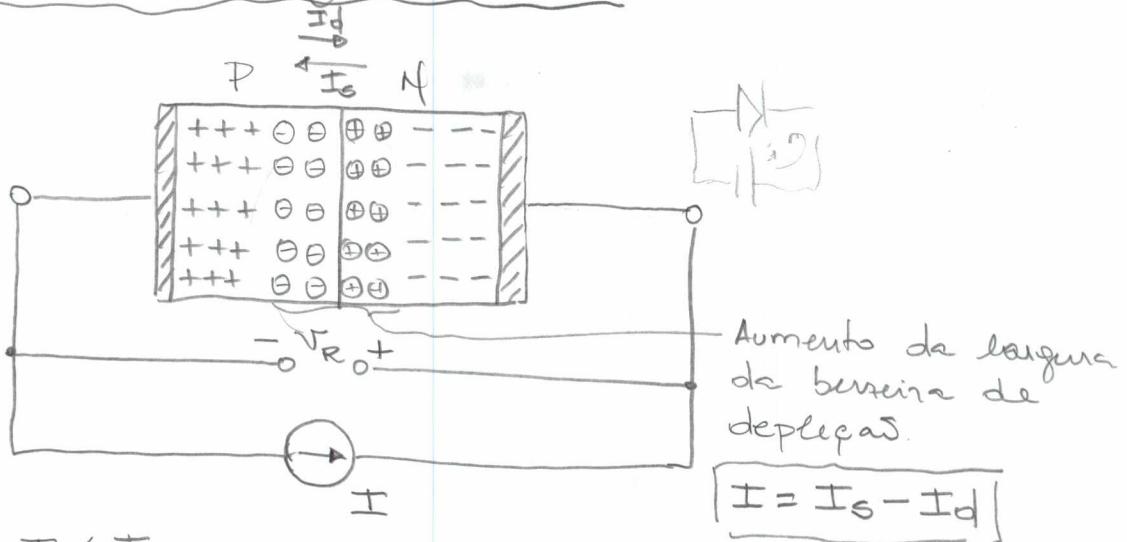
Condição de circuito aberto:



$I_d$ : corrente de difusão  
 $I_s$ : corrente dedriva.  
 (movimento dos portadores minoritários na direção oposta a  $I_d$ , por motivo térmico)

Equilíbrio:  $I_d = I_s$

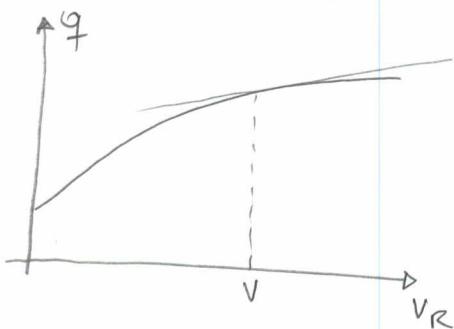
## Condições de polarizações reversa



Seja  $I < I_s$ :

↳  $I_s$  é independente do potencial da barreira de depleção.

Com o aumento de  $I$ , a barreira de potencial  $V_R$  aumenta, diminuindo assim  $I_d$  pois os portadores maiores juntam mais facilmente de passar por ela. A carga da barreira de potencial varia com atensas  $V_R$  de forma não-linear:



$$C \equiv \frac{dq}{dV_R} \Big|_{V_R=0}$$

Analoga com o capacitor

Ruptura: efeito zener e efeito avalanche. ( $V > V_{ZK}$ )

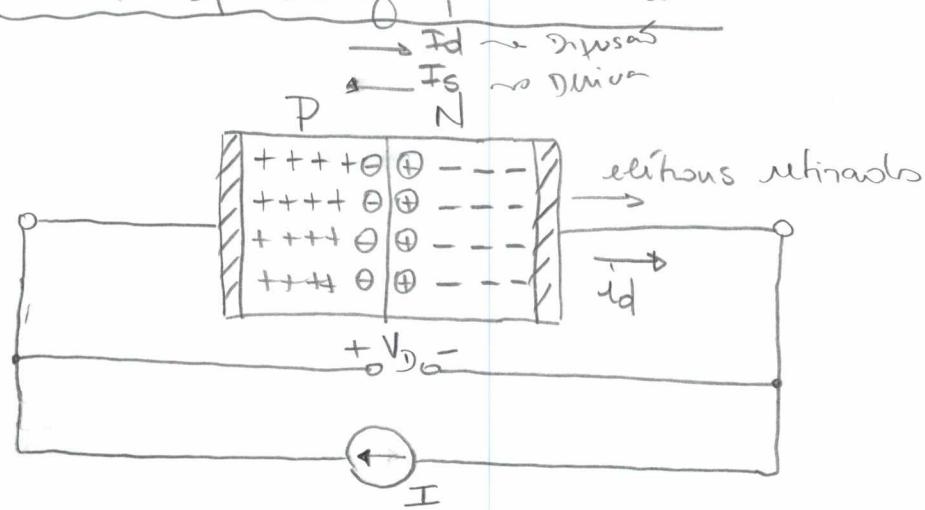
Efeito zener:  $V_R$  chega a um valor  $(V_{ZK})$  a partir do qual as ligações covalentes se quebram. Existem então um aumento importante (abrupto) da quantidade de portadores maiores se deslocando.

Efeito avalanche: Portadores menores atacam a barreira diante a campo elétrico e

fim sua energia cinética aumenta com o aumento de  $V_R$ , chegando ao ponto  $V_{ZK}$  que, na colisão com os átomos, ligações covalentes são quebradas, levando a um efeito em cascata de liberações de elétrons (ou avalanche).

} Esses fenômenos são não-destrutivos se a dissipação de energia for inferior a determinados valores.

### Condições de polarizações direta



Mais uma vez  $I_s$  se mantém constante. Com o aumento de  $I$ , a largura da barreira de potencial diminui:  $I_d - I_s = I$

$$\text{Lcte.} \quad n=1$$

$$n=2,$$

$$\text{e: } i_d = I_s \cdot (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1)$$

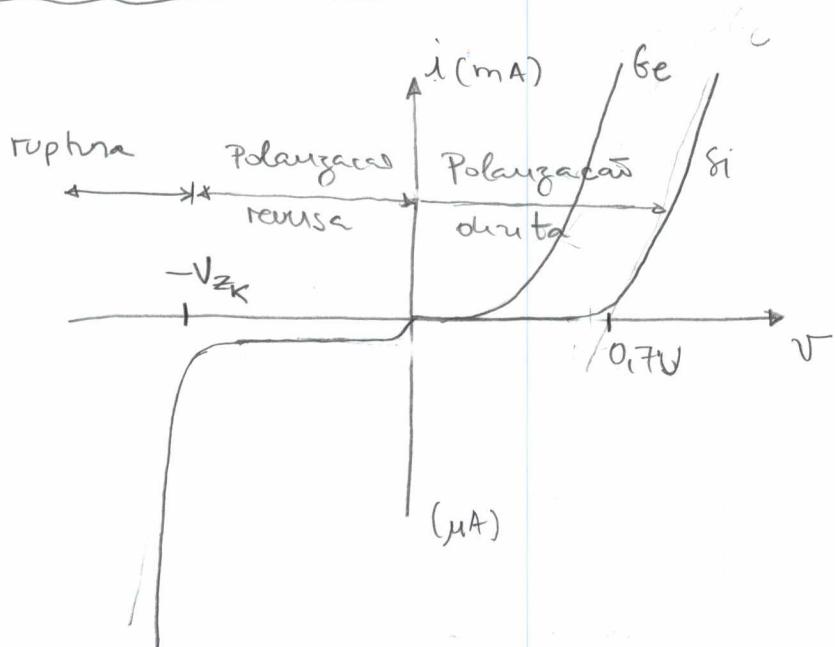
$I_s$ : corrente de saturação inversa (depende da temperatura)  $I_s \approx 10^{-15} \text{ A}$  p/ diodos de silício

$n$ :  $\approx 1$  (Ge) ou  $\approx 2$  (Si) em operações normais

$V_T$ : tensão térmica (depende da temperatura)

Adotado:  $\sqrt{V_T \approx 25 \text{ mV}}$  p/  $T_c = 20^\circ\text{C}$ .

## Curva característica



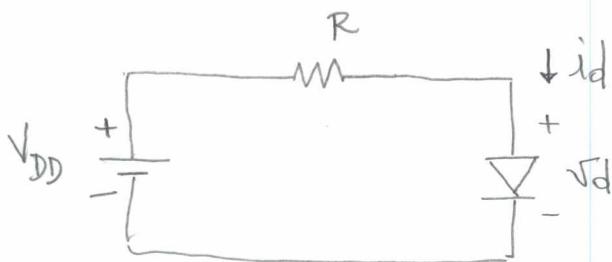
Diodos de sinal:  $V_{ZK}$  grande ( $200\text{V}$ )

" Reforçadores:  $V_{ZK}$  grande ( $1000\text{V}$ )

" zener:  $V_{ZK}$  pequenos ( $2\text{V} \rightarrow$ )

## 4. Análise de circuitos com diodos

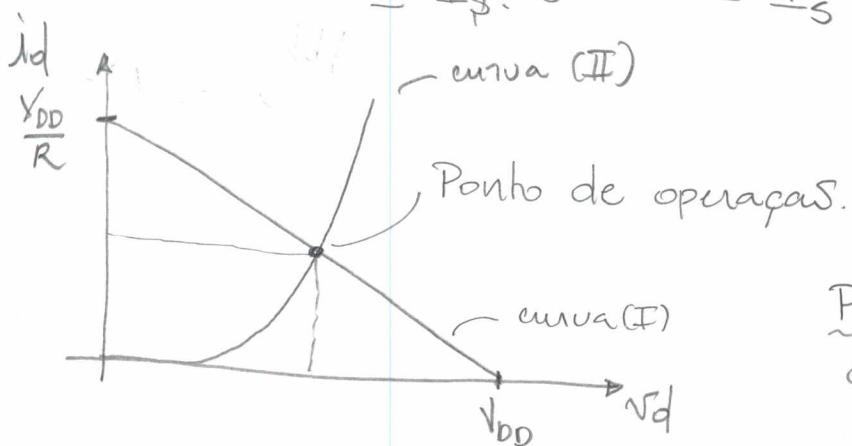
### 4.1. Análise exata



$$V_{DD} \geq 0,5V \text{ (silício)}$$

Solução Gráfica:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{V_{DD} - V_d}{R} \quad (\text{I}) \\ &= I_s \cdot (e^{\frac{V_d}{nV_T}} - 1) \\ &= I_s \cdot e^{\frac{V_d}{nV_T}} - I_s \quad (\text{II}) \end{aligned}$$



Problemas:  
⇒ p/ circuito complexo?

Ou ainda:

$$V_d = -R \cdot I_s \cdot e^{\frac{V_d}{nV_T}} + R \cdot I_s + V_{DD}$$

Solução iteração:

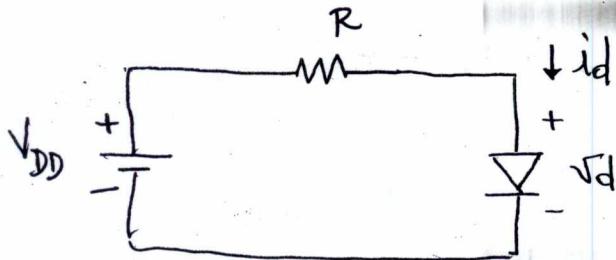
$$\text{Seja } R = 1k\Omega, V_{DD} = 5V, I_s = 10^{-9}A$$

$$\begin{aligned} i_d^{(k)} &= \frac{5 - V_d^{(k-1)}}{1000} & \text{Supondo } V_d^{(0)} = 0,7V & \text{mudança de } 0,0637063V \\ V_d^{(k)} &= 0,05 \cdot \ln \left( \frac{i_d^{(k)}}{I_s} + 1 \right) \left( \begin{array}{l} i_d = \frac{5 - 0,7}{1000} = 4,3000000 \text{ mA} \\ V_d = 0,05 \cdot \ln \left( \frac{i_d}{I_s} + 1 \right) = 0,7637063V \end{array} \right) \\ K=2 & \left( \begin{array}{l} i_d = 4,2362937 \text{ mA} \\ V_d = 0,7629600V \end{array} \right) & \text{mudança de } 0,0007463V \\ K=3 & \left( \begin{array}{l} i_d = 4,2370400 \text{ mA} \\ V_d = 0,7629688V \end{array} \right) & \text{mudança de } 0,0000088V \end{aligned}$$

## 4. Análise de circuitos com diodos

### 4.1. Análise exata

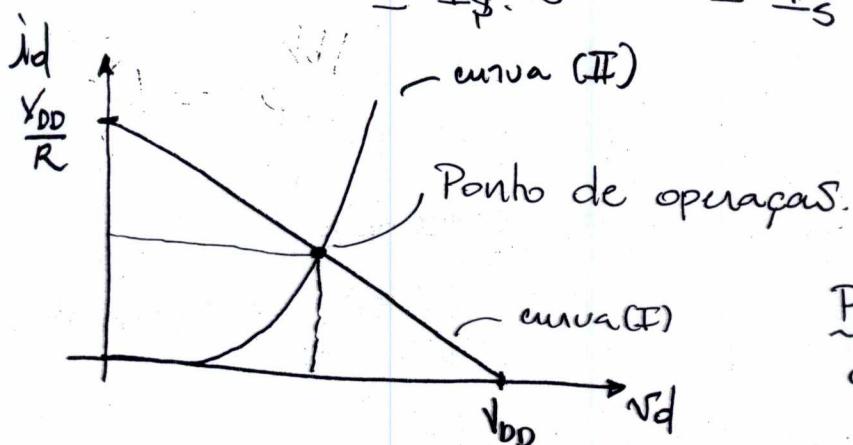
(10)



$$V_{DD} \geq 0,5V \text{ (silício)}$$

Solução Gráfica:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{V_{DD} - V_d}{R} \quad (\text{I}) \\ &= I_s \cdot (e^{\frac{V_d}{n \cdot kT}} - 1) \\ &= I_s \cdot e^{\frac{V_d}{n \cdot kT}} - I_s \quad (\text{II}) \end{aligned}$$



Problemas:  
• pl. circuito complexo?

Ou ainda:

$$V_d = -R \cdot I_s \cdot e^{\frac{V_d}{n \cdot kT}} + R \cdot I_s + V_{DD}$$

Solução iterativa:

$$\text{Seja } R = 1k\Omega, V_{DD} = 5V, I_s = 10^{-9}A$$

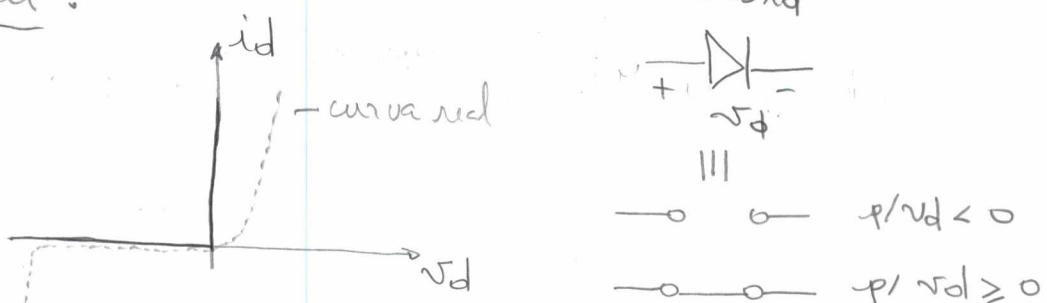
$$\begin{aligned} i_d^{(k)} &= \frac{5 - V_d^{(k-1)}}{1000} & \text{Supondo } V_d^{(0)} = 0,7V & \text{mudança de } 0,0637063V \\ V_d^{(k)} &= 0,05 \cdot \ln \left( \frac{i_d^{(k)}}{I_s} + 1 \right) \left( \begin{array}{l} i_d = \frac{5 - 0,7}{1000} = 4,3000000 \text{ mA} \\ V_d = 0,05 \cdot \ln \left( \frac{i_d}{I_s} + 1 \right) = 0,7637063V \\ i_d = 4,2362937 \text{ mA} \\ V_d = 0,7629600V \end{array} \right) & \text{mudança de } 0,0007463V \\ K=2 & \left( \begin{array}{l} i_d = 4,2370400 \text{ mA} \\ V_d = 0,7629688V \end{array} \right) & \text{mudança de } 0,0000088V \\ K=3 & \end{aligned}$$

Embora a solução analítica ainda seja mais precisa do que a solução gráfica, ela é ainda muito demorada se se fizer manualmente e o número de situações necessárias para se obter uma dada precisão. Além disso, como  $R$ ,  $I_S$ ,  $n$ ,  $V_T$  são valores a dada tolerância, não vale a pena buscar maiores precisões.

Uma análise rápida é necessária para a solução de um circuito diante de várias possibilidades, e uma análise aproximada é aceitável. Análise precisa é mais facilmente obtível com programas de análise de circuitos (SPICE).

#### 4.2. Análise aproximada (modelos simplificados)

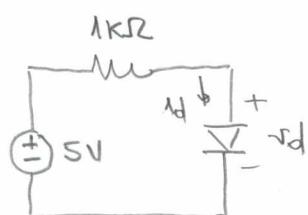
Modelo ideal:



Condições de uso:

- Tensões envolvidas muito maiores que 0,6-0,8V
- Análise qualitativa do circuito.
- Tensão reverse máxima inferior a  $-V_{ZK}$ .

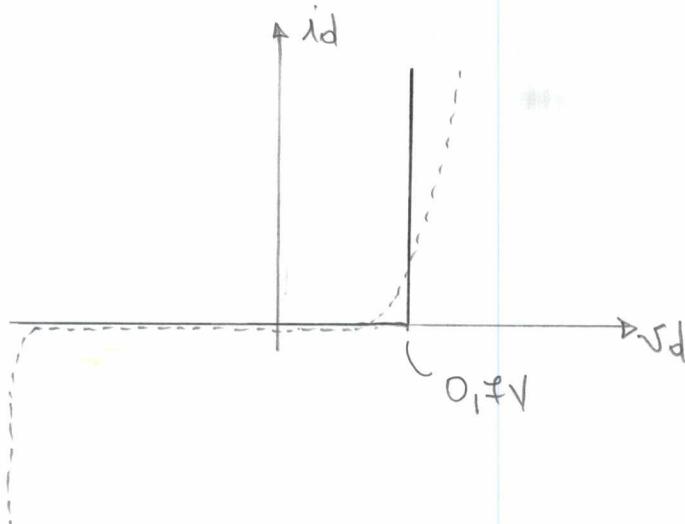
Ex.:



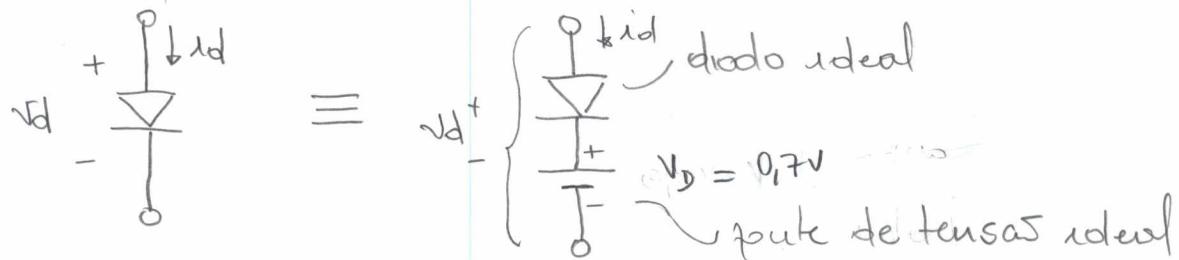
$$i_d = \frac{5}{1000} = 5\text{mA.}$$

$$V_d = 0$$

## Modelo com queda de tensão constante



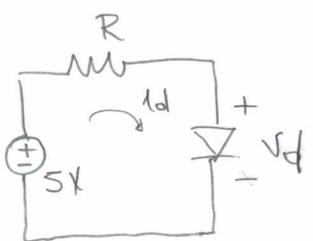
Círculo equivalente



Condições de uso

- Análise quantitativa do circuito
- tensão inversa inferior a  $-V_{ZK}$
- Pouca informação sobre as características do diodo
- Fase inicial do projeto, ou onde pequenas variações nos valores dos componentes não afetam significantemente o comportamento desejado para o circuito.

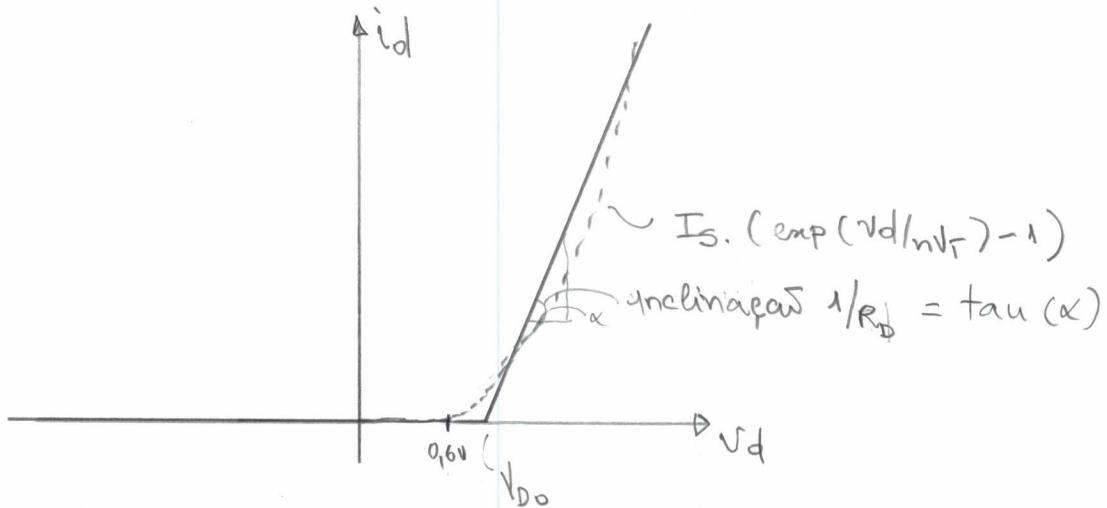
Ex.:



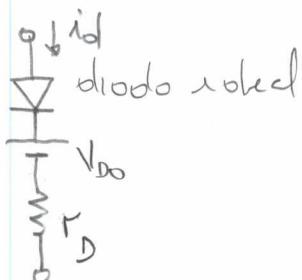
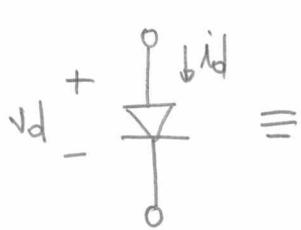
$$v_D = 0,7V$$

$$i_D = \frac{5 - 0,7}{1000} = 4,3 \text{ mA}$$

## Modelo batata-mais-resistência



Círculo equivalente:



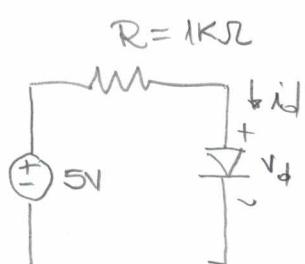
$$i_d = 0 \text{ se } v_d \leq v_{D0}$$

$$i_d = \frac{(v_d - v_{D0})}{r_D}$$

Condicion de uso:

- Quando se busca uma maior precisão na estimativa da queda de tensão sobre o diodo.

Ex.:



$$r_D = 2\Omega$$

$$v_{D0} = 0,65V$$

$$v_d = v_{D0} + i_d \cdot r_D$$

$$v_d = 0,65 + i_d \cdot 20$$

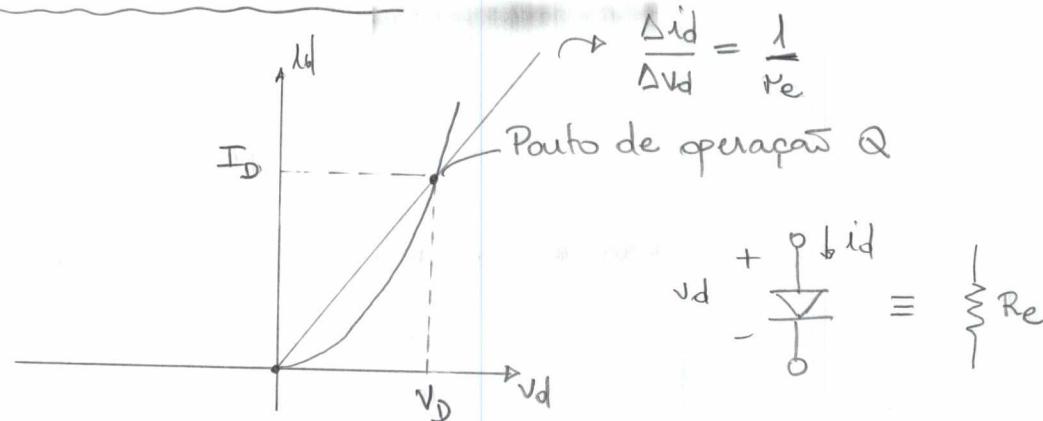
$$i_d = \frac{5 - 0,65}{1000 + 20} \approx 4,06 \text{ mA}$$

$$v_d = 0,735 \text{ V}$$

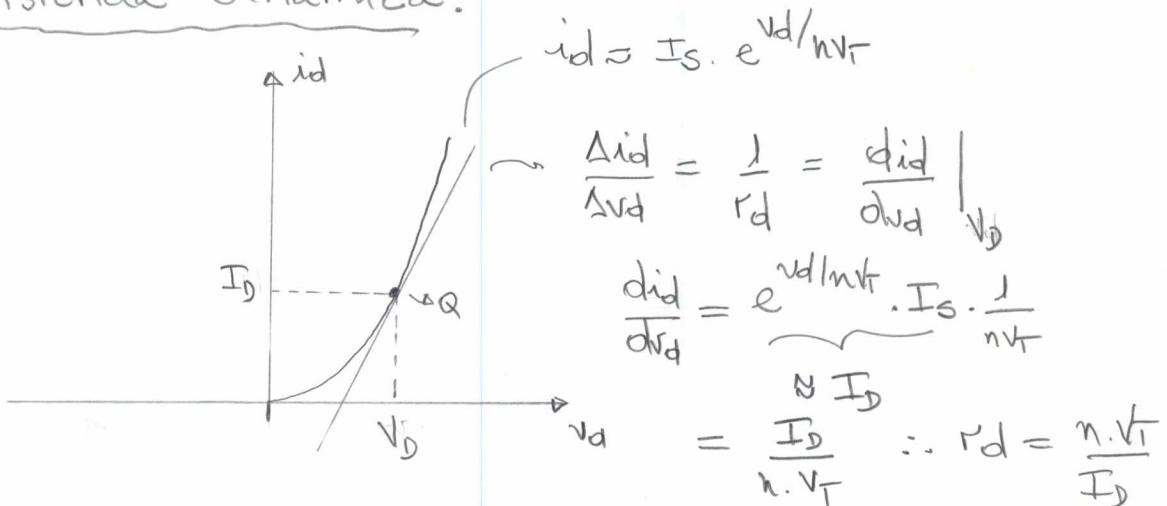
No exemplo anterior:  $i_d = 4,30 \text{ mA}$

### 4.3. Resistência equivalente

Resistência estática:

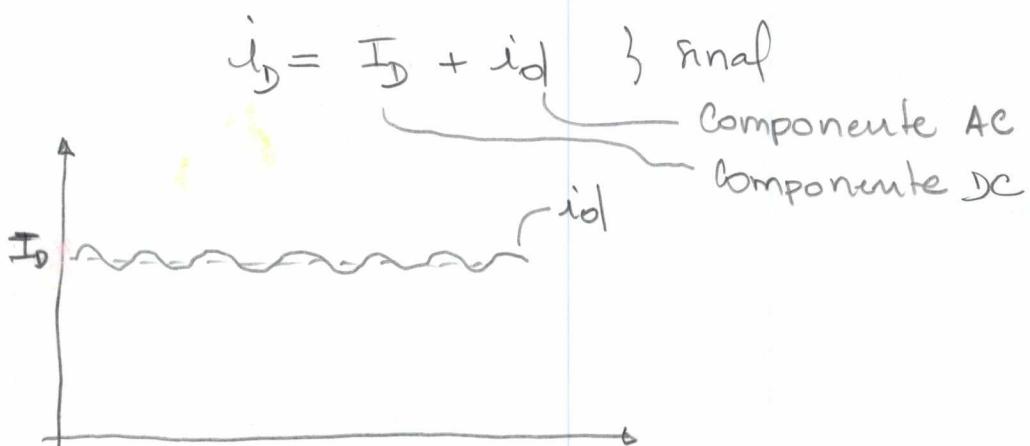


Resistência dinâmica:

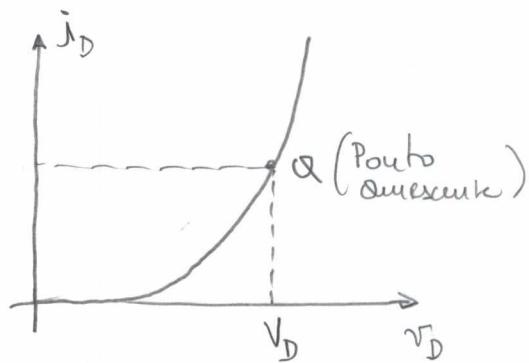
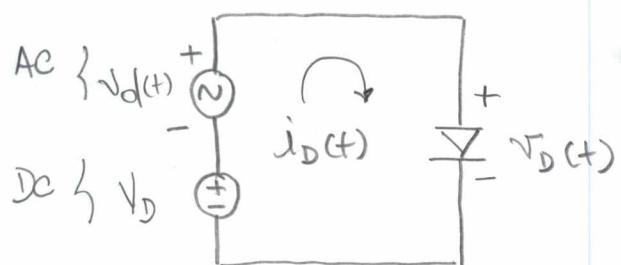


### 5. Modelos para pequenos sinal

Convergências:



Seja:



$$v_D(t) = v_d(t) + V_D$$

$$i_D(t) = i_d(t) + I_D$$

$$\text{C/ } v_d(t) = 0$$

$$\text{em Q: } I_D = I_s \cdot e^{\frac{V_D}{nV_T}}$$

$$\text{C/ } v_d(t) \neq 0$$

$$i_D(t) \approx I_s \cdot \exp\left(\frac{V_D(t) + V_D}{nV_T}\right)$$

$$i_D(t) = I_s \cdot \underbrace{\exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right)}_{I_D} \cdot \exp\left(\frac{v_d(t)}{n \cdot V_T}\right)$$

$$= I_D \cdot \exp\left(\frac{v_d(t)}{n \cdot V_T}\right)$$

Série de Taylor:  $e^{vd/nV_T}$  em termos de  $v_d(t) = 0$

$$e^{vd/nV_T} \approx 1 + \frac{vd}{nV_T} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{vd}{nV_T}\right)^2 + \dots$$

Considerando-se  $\frac{vd}{nV_T} \ll 1$  ( $vd \leq 10mV$ )

$$e^{vd/nV_T} \approx 1 + \frac{1}{nV_T}$$

Assim:

$$i_D(t) \cong I_D + \frac{I_D}{nV_T} \cdot v_D$$

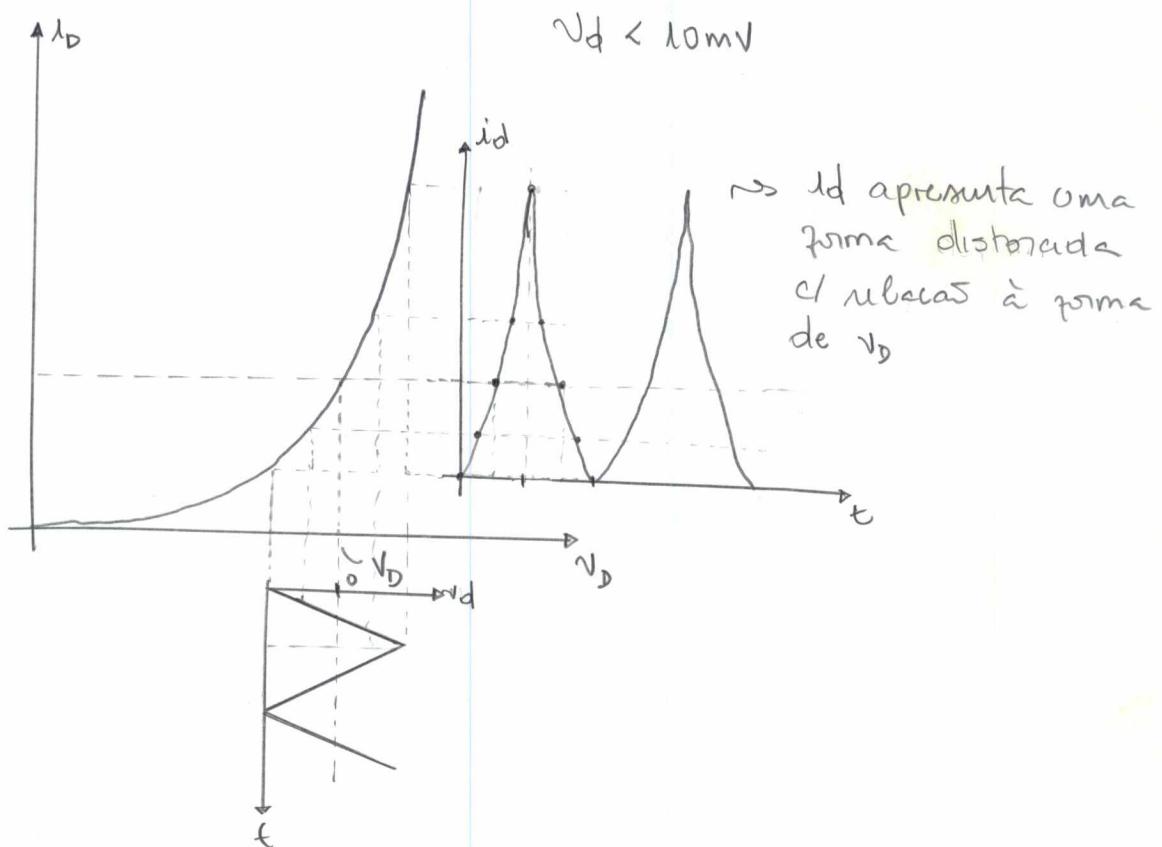
} componentes AC  
 } componentes DC

} constante de pequenos  
 } sinal

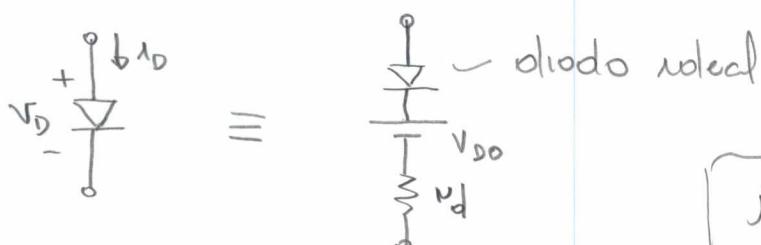
$$\frac{V_d}{I_D} = nV_T$$

} Resistência para pequenos sinais  
 } Resistência incremental  
 } Resistência dinâmica

Validade da aproximação:



Modelo equivalente:

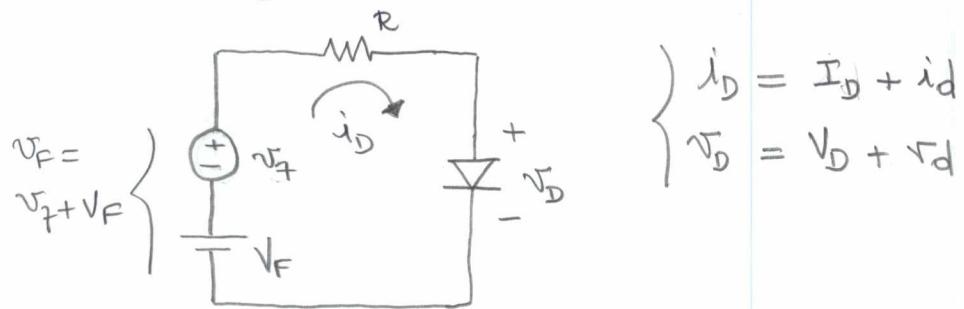


$$\left. \begin{array}{l} V_{D0} + I_D \cdot r_d = V_D \quad (\text{DC}) \\ i_D \cdot r_d = v_D \quad (\text{AC}) \end{array} \right\}$$

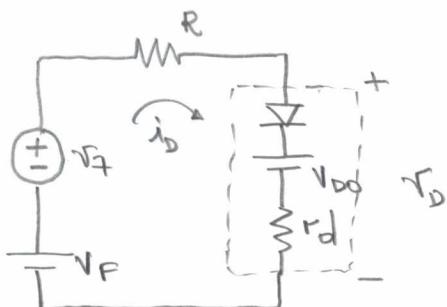
$$i_D = \frac{1}{r_d} \cdot (V_D - V_{D0})$$

Operações em torno do ponto Q

Exemplo:



Usando o modelo p/ pequenos sinal:



$$V_F + V_f = R \cdot i_D + r_d \cdot i_D + V_{D0}$$

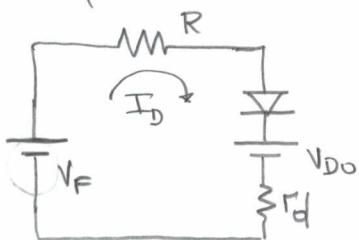
$$\text{c/ } i_D = i_d + I_D$$

$$V_F + V_f = R \cdot i_d + R \cdot I_D + r_d \cdot i_d + r_d \cdot I_D + V_{D0}$$

$$V_F + V_f = R \cdot I_D + r_d \cdot I_D + V_{D0} + R \cdot i_d + r_d \cdot i_d$$

$$\underbrace{V_F + V_f}_{DC} = \underbrace{(R + r_d)}_{AC} \cdot \underbrace{I_D}_{DC} + \underbrace{V_{D0}}_{DC} + \underbrace{(R + r_d)}_{AC} \cdot \underbrace{i_d}_{AC}$$

Equivalência:



$$V_F = (R + r_d) \cdot I_D + V_{D0} \quad \left. \begin{array}{l} \text{círculo} \\ \text{equivalente} \\ \text{DC} \end{array} \right\}$$



$$V_f = (R + r_d) \cdot i_d \quad \left. \begin{array}{l} \text{círculo} \\ \text{equivalente} \\ \text{AC} \end{array} \right\}$$

↳ Soma de  $V_F$ , na análise DC, o diodo está na zona de condução (Polarização Directa)

A aproximação p/ pequenos sinal permite separar a análise DC da análise AC (de sinal)

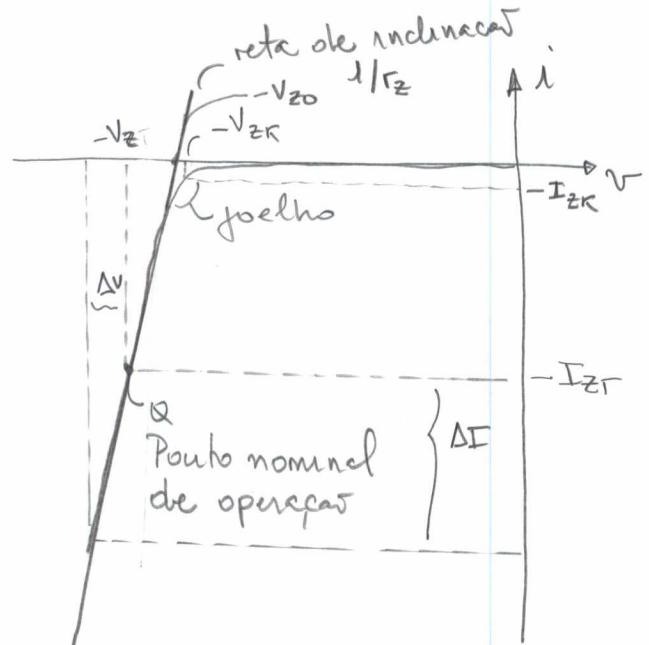
Procedimento (círculo equivalente AC)

Fontes DC em repouso:

- Fonte de tensão  $\rightarrow$  curto-circuito
- Fonte de corrente  $\rightarrow$  circuito aberto

## 6. Diodo Zener

Diodo qualitativamente usado p/ limitar/mangular tensões, operando na região de ruptura (independente do efeito Zener ou o zener ou o avalanche)



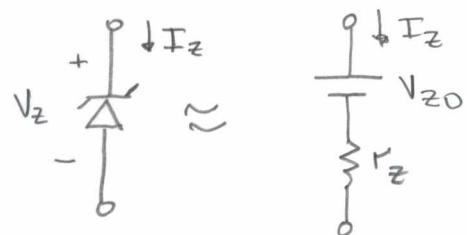
resistência dinâmica

$$\Delta V = r_z \cdot \Delta I$$

( $r_z$  é muito pequeno  
(de poucos Ohms a  
poucas dezenas de  
Ohms))

$r_z$  aumenta na zona do joelho

Aproximações:



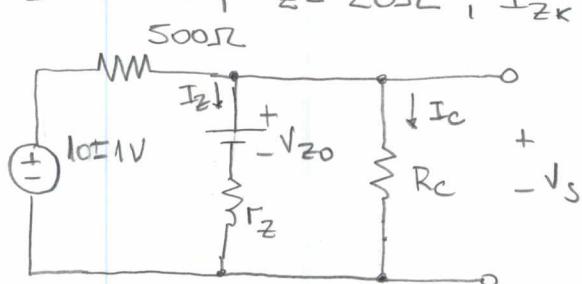
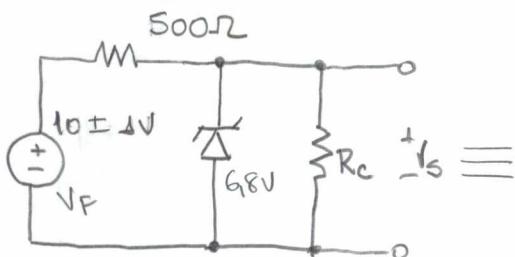
$$V_Z = V_{Z0} + r_z \cdot I_Z \quad \begin{cases} I_Z > I_{ZK} \\ V_Z > V_{Z0} > V_{ZK} \end{cases}$$

Se  $r_z$  pequeno:  $V_Z \approx V_{Z0}$

Especificações de Potência:

$$P = 0,5W \text{ e } V_Z = 6,8V \Rightarrow I_{Z\max} = \frac{P}{V_Z} \approx 70mA$$

Exemplo:  $V_Z = 6,8V$  p/  $I_Z = 5mA$ ,  $r_z = 20\Omega$ ,  $I_{ZK} = 0,2mA$



Sem carga:  $R_c \rightarrow \infty \Rightarrow I_c = 0$

Determinações de  $V_{Z0}$ :

$$V_z = 6,8V = V_{Z0} + 20\Omega \cdot 0,005$$

$$V_{Z0} = 6,8 - 20 \cdot 0,005 = 6,7V.$$

Calcular  $I_z$  ( $V_F = 10V$ ):

$$I_z = \frac{10 - 6,7V}{500 + 20} \approx 6,35mA$$

$$V_s = V_{Z0} + 20\Omega \cdot 6,35 \cdot 10^{-3}A \approx \underline{6,83V}$$

P/ uma variação de  $\Delta V_F = \pm 1V$ :

$$V_s = V_{Z0} + r_d \cdot I_z$$

$$I_z = \frac{V_F - 6,7}{500 + r_d} \quad (\text{neste caso } V_F = 10)$$

$$V_s = V_{Z0} + \frac{r_d}{500 + r_d} \cdot (V_F - 6,7)$$

$$\Delta V_s = \frac{r_d}{500 + r_d} \cdot \Delta V_F \Rightarrow \Delta V_s = \pm 1 \cdot \frac{20}{500 + 20} = \pm \underline{38,5mV}$$

Com  $R_c = 2k\Omega$ :

Sendo o diodo em ruptura:

$$I_c \approx \frac{6,8V}{2k} = 3,4mA$$

Com relações ao ponto quiescente (situações anteriores):

$$\Delta I_z = -3,4mA \quad (3,4mA \text{ a menos passando pelo diodo})$$

$$\Delta V_s = r_d \cdot \Delta I_z = -68mV$$

Ou ainda:

$$\begin{aligned} \text{Sobram ainda pego zero} \quad I_z &\approx 6,35mA - 3,4mA \\ &\approx 2,95mA > 0,2mA \end{aligned}$$

Isso significa que o zener ainda estaria acima do joelho.

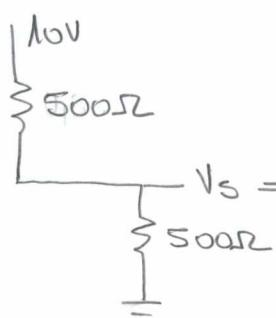
Com  $R_C = 0,5 \text{ k}\Omega$

Sendo o diodo em ruptura:

$$I_C \approx \frac{6,18V}{0,5k\Omega} \approx 13,6 \text{ mA} \Rightarrow \Delta I_Z = -13,6 \text{ mA}$$

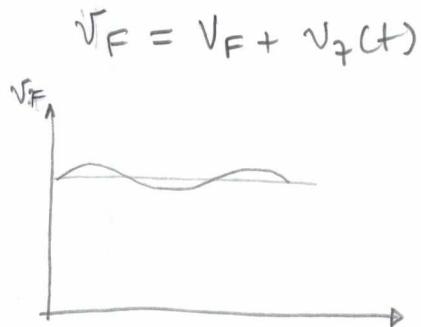
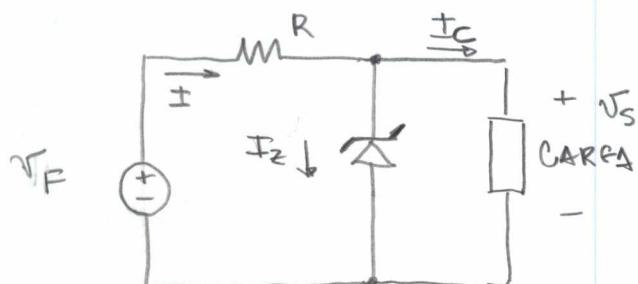
Mas isso é mais do que podia ser suportado pelo zener, pelo qual passa apenas 6,35mA.  
Então o zener entraria ou na região de falha ou na de não-condução

Outra forma de pensar



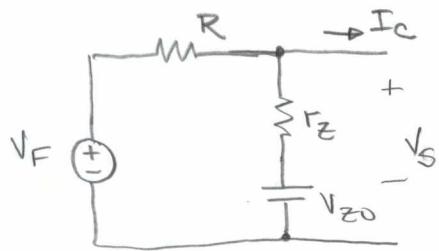
$V_S = 5V < V_{ZR}$ , então o zener <sup>nas</sup> estaria <sup>em</sup> ruptura <sup>nova</sup>.

### 6.1. ZENER COMO REGULADOR



} Regulação de linha:  $\frac{\Delta V_S}{\Delta V_F}$

} Regulação de carga:  $\frac{\Delta V_S}{\Delta I_C}$



$$V_S = V_{Z0} \cdot \frac{R}{R+r_z} + V_F \cdot \frac{r_z}{R+r_z} - I_C \cdot (R||r_z)$$

Parte desejável: independente da fonte e da carga

desvio à fonte  
desvio à carga

Regulagem de linha:  $\frac{r_z}{R+r_z}$

Regulagem de carga:  $-R//r_z = -\frac{R \cdot r_z}{R+r_z}$

Atenção:  $V_s$  não pode ser muito baixo, se  $r_z$  aumenta, e a performance se degrada

Corrente mínima de zener:  $I_{zmin}$

$$\text{c/ } V_F = V_{Fmin} ; I_c = I_{cmax}$$

$$V_{Fmin} - V_{Z0} - R \cdot (I_{cmax} + I_{zmin}) - r_z \cdot I_{zmin} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{V_{Fmin} - V_{Z0} - r_z \cdot I_{zmin}}{I_{cmax} + I_{zmin}} \\ \text{Valor} \\ \text{máximo} \\ \text{atual} \\ \text{de } R. \end{array} \right. \quad (\text{Determinar Potência})$$

também

$\downarrow$  MAS supõe  $I_c = I_{cmin}$ ,  $V_F = V_{Fmax}$  (máxima corrente) sobre o zener

$$I_z = I_{zmax}$$

$$V_{Fmax} - V_{Z0} - R \cdot (I_{cmin} + I_{zmax}) - r_z \cdot I_{zmax} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{zmax} = \frac{V_{Fmax} - V_{Z0} - R \cdot I_{cmin}}{R + r_z} \\ I_{cmax} = \dots \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Zmax} = V_{Z0} + r_z \cdot I_{zmax} \\ I_{cmax} = \dots \end{array} \right.$$

$P_{Zmax}$ : Potência máxima dissipada pelo zener  
 $= (V_{Zmax} \cdot I_{zmax})$

Potência máxima dissipada pela resistência:

$$P_{Rmax} = V_F^2 / R \quad (V_F = V_{Fmax}) \quad I_c = I_{cmax} \Rightarrow V_Z = V_{Zmin}$$

$$V_{Fmax} - V_{Z0} - R \cdot (I_{cmax} + I_{zmin}) - r_z \cdot I_{zmin} = 0$$

$$I_z = \frac{V_{Fmax} - V_{Z0} - R \cdot I_{cmax}}{R + r_z}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_Z = V_{Z0} + r_z \cdot I_z \\ V_R = V_F - V_Z \\ I_R = I_z + I_{cmax} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} P_R = V_R \cdot I_R \end{array} \right.$$

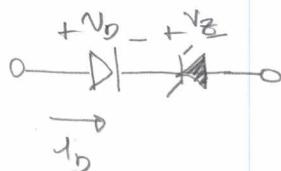
## 6.2. Coeficiente de temperatura

TC : Quanto varia  $V_Z$  com a temperatura;  $\frac{mV}{^{\circ}C}$

Sendo  $V_Z < 5V \rightarrow TC < 0$

$V_Z > 5V \rightarrow TC > 0$

- Usando  $V_Z \approx 5V$ , pode-se ter  $TC \approx 0$ . Neste caso operar com uma determinada constante.
- Usando um diodo comum ( $TC \approx -2mV/^{\circ}C$ ) em série c/ um zener com  $TC \approx 2mV/^{\circ}C$ :



$$V_D = V_{D0} + r_d \cdot I_D - \Delta V(T)$$

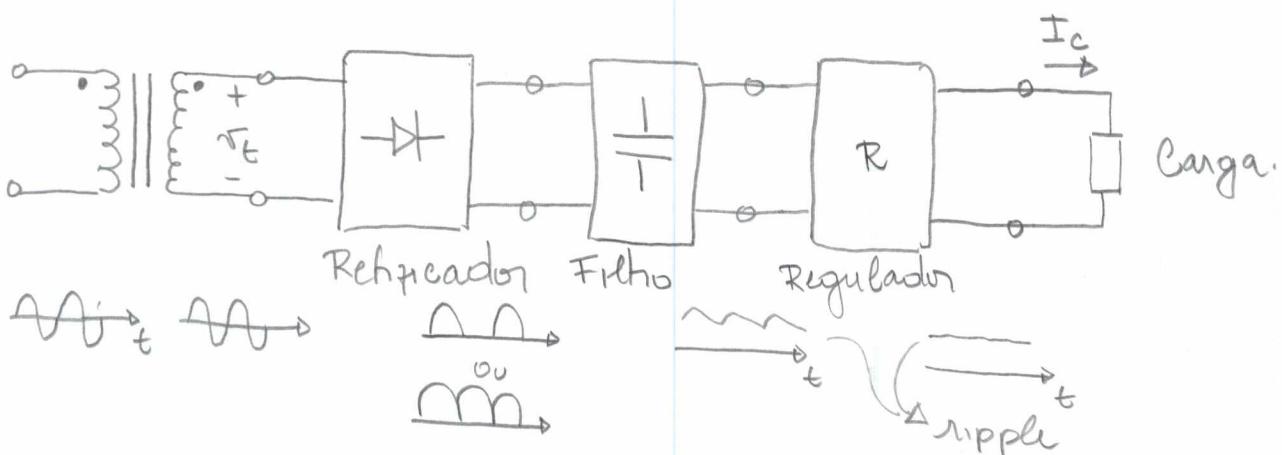
$$V_Z = V_{Z0} + r_z \cdot I_D + \Delta V(T)$$

$$\Delta V(T) = 2mV \cdot T + K$$

$$V_D + V_Z \approx V_{D0} + V_{Z0} + (r_d + r_z) \cdot I_D$$

Mas ainda é difícil de ser obtido a compensação do TC, ficando ainda algum resíduo.

## 7. CIRCUITOS RETIFICADORES

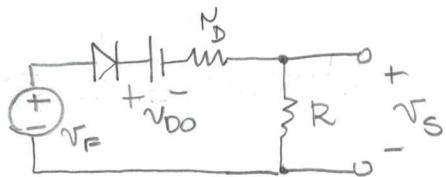
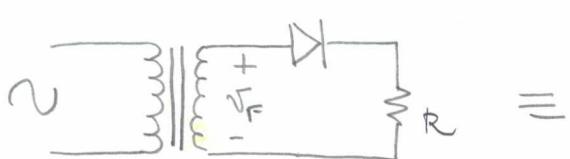


Por enquanto:

Regulador usando zener  
Com orçamento do curso

Regulador usando transistores e quando amplificador operacional

## 7.1. Retificadores de meia onda

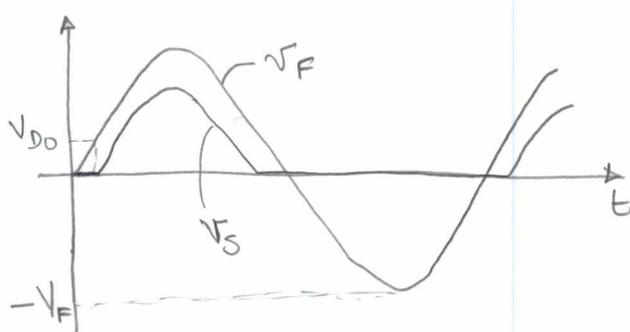
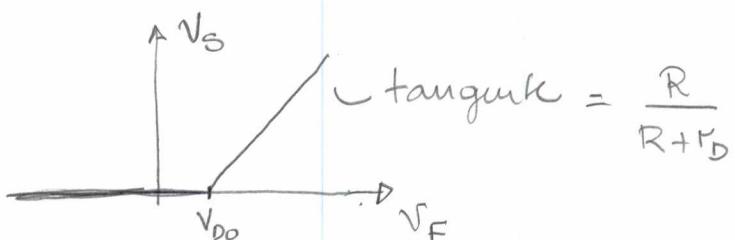


$$V_F = V_F / \sin(\omega t)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_S = 0, \text{ se } V_F < V_{D0} \\ V_S = R \cdot \frac{(V_F - V_{D0})}{R + r_D}, \text{ se } V_F \geq V_{D0} \end{array} \right.$$

$$V_S = R \cdot \frac{(V_F - V_{D0})}{R + r_D}, \text{ se } V_F \geq V_{D0}$$

ou ainda:



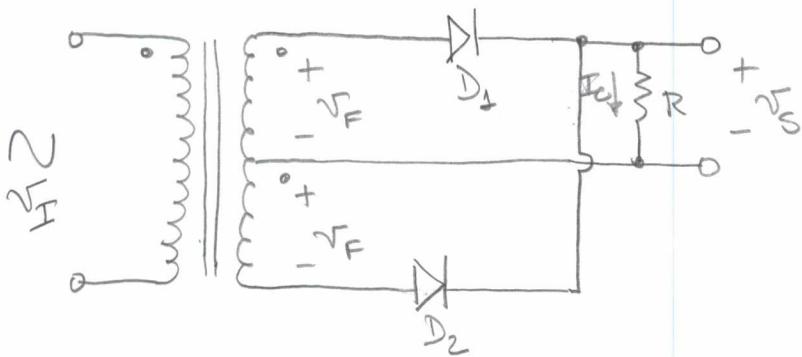
Tensão de pico inversa:  $V_F$  (PIN)

Seladas do diodo:  $\left. \begin{array}{l} \text{Corrente máxima direta} \\ \text{Tensão de pico inversa PIN 50\% maior que } V_F. \end{array} \right\}$

Na análise de retificadores, considera-se geralmente  $r_D = 0$  e  $V_{D0} = 0,7$  ou  $0,8V$ , e apresentar "margens" de segurança na determinação dos componentes

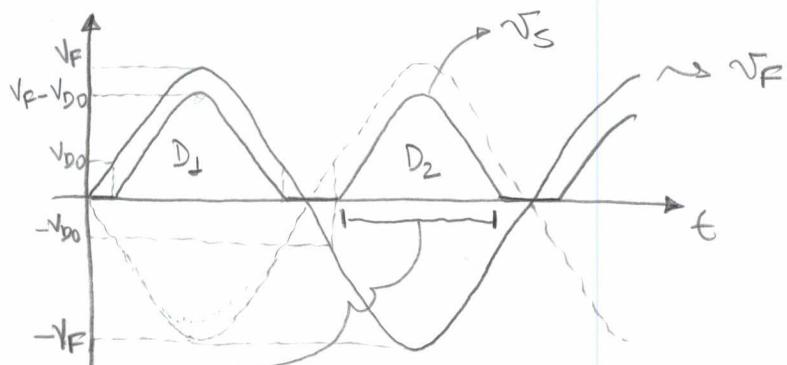
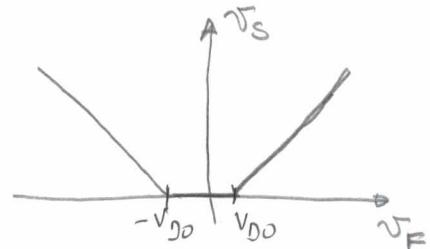
## 7.2. Retificadora de onda completa

24



$V_I > 0$  e  $V_F > V_{D0} \Rightarrow D_1$  conduz  
-  $D_2$  cortado

$V_I < 0$  e  $V_F < -V_{D0} \Rightarrow D_2$  conduz  
 $D_1$  cortado



$D_1$  e  $D_2$  não conduzem ao mesmo tempo

→ PIV em  $D_1$  ou  $D_2$ :

No anodo do diodo cortado:  $-V_F$

No catodo do diodo cortado:  $V_S$

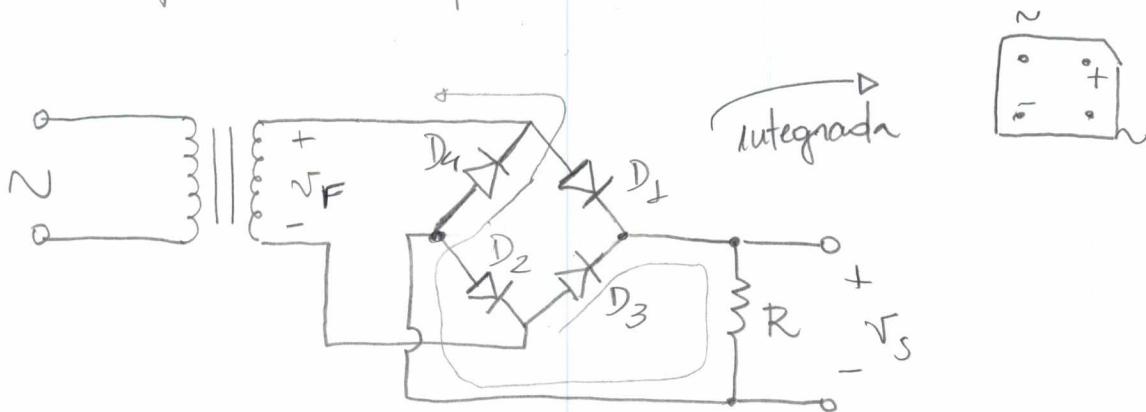
Tensão reversa:  $V_S - (-V_F) = V_S + V_F$

c/  $V_S = V_F - V_{D0}$  temos  $2V_F - V_{D0}$

$$PIV = \max(2V_F - V_{D0}) = \underline{2V_F - V_{D0}}$$

$$PIV_{(\text{meia onda})} \approx \frac{1}{2} \cdot PIV_{(\text{onda completa})}$$

### 7.3. Retificador em ponte

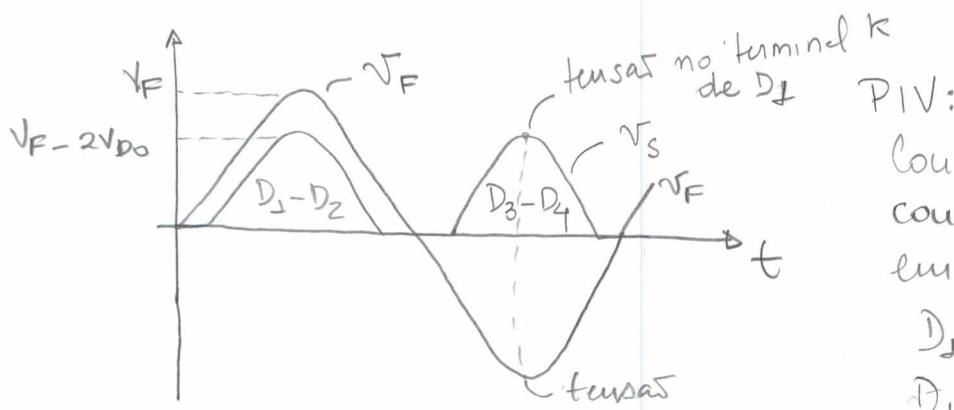


Transformador sem tomada central

Diodos podem ser montados no mesmo encapsulamento.

$$V_F > 2 \cdot V_{D0} : \begin{array}{l} D_1 \text{ e } D_2 \text{ conduzem} \\ D_3 \text{ e } D_4 \text{ cortados} \end{array} \quad \left. \right\} V_S = V_F - 2V_{D0}$$

$$V_F < -2 \cdot V_{D0} : \begin{array}{l} D_1 \text{ e } D_2 \text{ cortados} \\ D_3 \text{ e } D_4 \text{ conduzem} \end{array} \quad \left. \right\} V_S = -V_F - 2V_{D0}$$



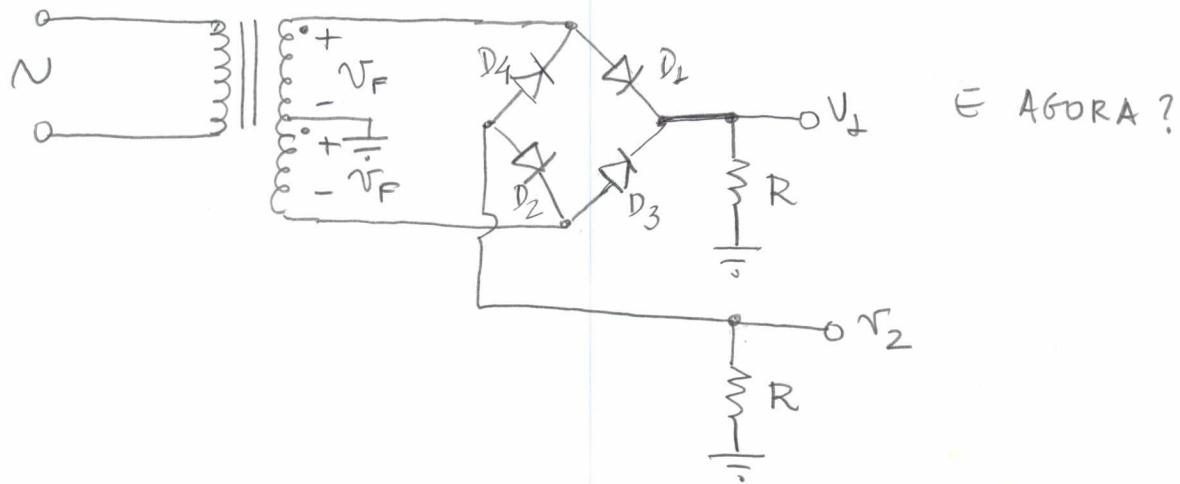
Condene  $D_3$  e  $D_4$  conduzindo, mega PIV em  $D_1$

$$\begin{array}{l} D_1(K) : V_S \\ D_1(A) : -V_{D0} \end{array} \quad \left. \right\} V_S + V_{D0}$$

$$PIV = V_F - 2V_{D0} + V_{D0}$$

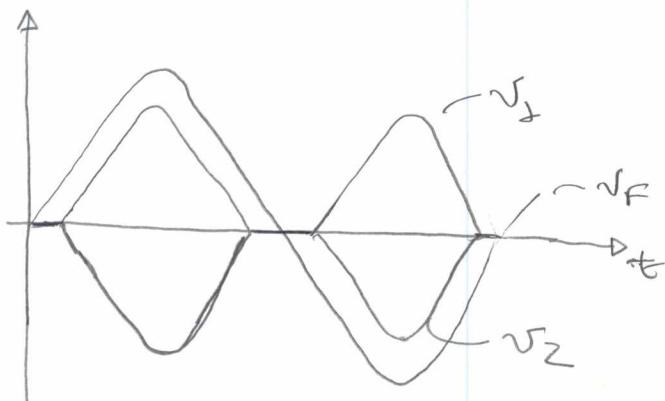
$$PIV = V_F - V_{D0}$$

Melhor mesmo que o de meia onda



$$V_F > V_{D_0} : \begin{array}{l} D_1 \text{ e } D_2 \text{ conduzem} \\ D_3 \text{ e } D_4 \text{ corta} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} V_1 = V_F - V_{D_0} \\ V_2 = -V_F + V_{D_0} \end{array} \right\}$$

$$V_F < V_{D_0} : \begin{array}{l} D_4 \text{ e } D_3 \text{ conduzem} \\ D_1 \text{ e } D_2 \text{ corta} \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} V_1 = -V_F - V_{D_0} \\ V_2 = V_F + V_{D_0} \end{array} \right\}$$

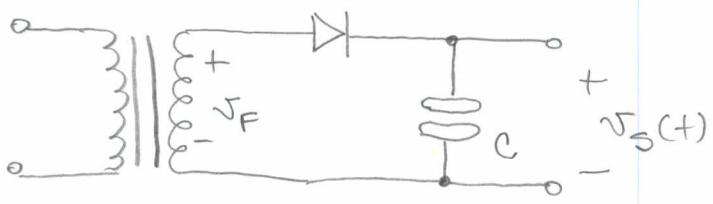


$$\text{PIN}(D_2) : V_{D_2(A)} = -V_F$$

$$V_{D_2(K)} = V_F - V_{D_0}$$

$$\text{PIN}(D_2) = 2V_F - V_{D_0}$$

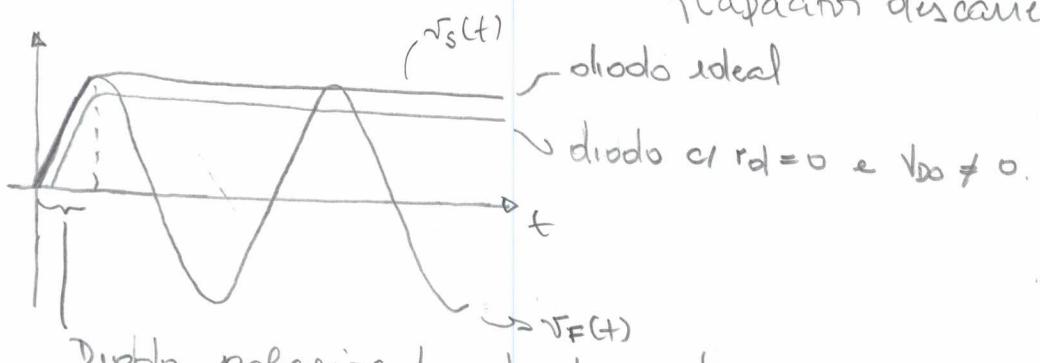
## 4.4 Retificadores com filtros capacitivos



$$V_F(t) = V_F \cdot \sin(\omega t)$$

$$V_s(0) = 0V$$

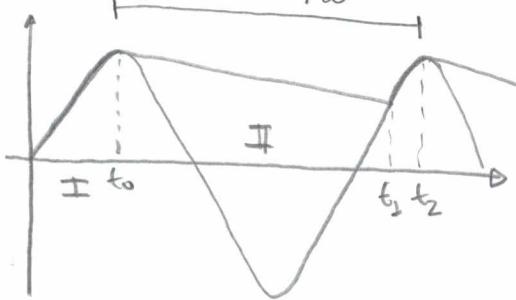
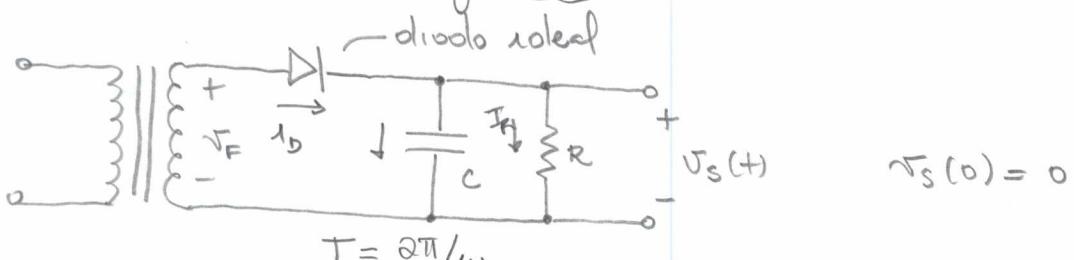
{Capacitor descarregado}



Diodo polarizado diretamente carrega o capacitor.

$$I_D = 2IT_0$$

Circuito com carga R:



Em I: Diodo polarizado diretamente: carrega capacitor

Em II: " " " recusamente: O capacitor se descarrega p/ R.

Em Regime:



Considerando-se  $\Delta t \ll T$ : Tempo de descarga  $\approx T$   
 "  $RC \gg T$

com  $V_r \ll V_p$ :  $I_R \approx \frac{V_p}{R}$ , que soma a corrente de descarga do capacitor c/  $RC \gg T$

$$\text{Na descarga: } V_s(t) = V_p \cdot e^{-t/RC} \quad e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!}$$

$$\text{No tempo final de descarga: } V_s(T) \approx V_p - V_r = V_p \cdot e^{-T/RC}$$

$$\text{Considerando } RC \gg T \Rightarrow e^{-T/RC} \approx 1 - T/RC$$

$$V_p - V_r \approx V_p - \frac{V_p \cdot T}{RC} \Rightarrow V_r \approx \frac{V_p \cdot T}{RC} = \frac{V_p}{T \cdot RC}$$

$i_D$  médio: Em um ciclo completo  $T$  (figura ao lado)  
 de 0 a  $\Delta t$ : O capacitor recebe carga

$$\text{Quedada} = i_{\text{média}} \cdot \Delta t \quad i = \frac{dQ}{dt}$$

de  $\Delta t$  a  $T$ : O capacitor se descarrega

$$\text{Qperdida} = C \cdot V_r \quad \text{taxas de queda}$$

O período de carga pode ser escrito como

$$V_s(\Delta t) = V_p \cdot \cos(\omega \Delta t) = V_p - V_r$$

Considerando  $\omega \Delta t$  pequenos:  $\cos(\omega \Delta t) \approx 1 - \frac{1}{2} (\omega \Delta t)^2$

$$\text{Sendo (em regime) Quedada} = Q_{\text{perdida}} \quad \omega \cdot \Delta t \approx \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}$$

$$i_{\text{média}} \cdot \Delta t = C \cdot V_r$$

$$\frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} \cdot \frac{V_p \cdot 2\pi}{w \cdot RC} = I_R \cdot \frac{2\pi}{w \cdot C}$$

$$i_{\text{média}} = w \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}} \cdot C \cdot I_R \cdot \frac{2\pi}{w \cdot C} = 2\pi \cdot I_R \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}}$$

$$\text{Sendo } i_D = i_C + i_R \Rightarrow i_{D\text{média}} = i_{C\text{média}} + i_{R\text{média}}$$

$$i_{D\text{média}} = 2\pi \cdot I_R \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}} + I_R$$

$$= I_R \cdot \left( 1 + I_R \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} \right)$$

$i_D$ : Pico de corrente ocorre em  $t = t_2 = -\Delta t$   
(Resposta em  $t_2$ )

$$i_D = C \cdot \frac{dV_S}{dt} + i_R \quad \begin{matrix} \text{supondo} \\ i_R \text{ constante} \end{matrix}$$

$$V_S(t) = V_p \cos(\omega t)$$

$$\frac{dV_S}{dt} = -V_p \cdot \omega \cdot \sin(\omega t)$$

$$i_D = -C \cdot \omega \cdot V_p \cdot \sin(\omega t) + i_R$$

$$i_{D\max} = i_D(-\Delta t) = -C \cdot \omega \cdot V_p \cdot \sin(\omega \Delta t) + i_R$$

$$= C \cdot \omega \cdot V_p \cdot \sin(\omega \Delta t) + i_R$$

$$\text{como } \sin^2(\omega \Delta t) = 1 - \cos^2(\omega \Delta t)$$

$$\text{e } \cos^2(\omega \Delta t) \approx \left(1 - \frac{(\omega \Delta t)^2}{2}\right)^2$$

$$\sin^2(\omega \Delta t) = 1 - (1 - (\omega \Delta t)^2 + (\omega \Delta t)^4) \quad \begin{matrix} \text{usando} \\ \text{condição} \end{matrix} \quad \approx 0$$

$$\approx (\omega \Delta t)^2$$

$$\sin(\omega \Delta t) \approx \omega \Delta t$$

Assim

$$\sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}$$

$$i_{D\max} \approx C \cdot \omega \cdot \underbrace{V_p \cdot \omega \cdot \Delta t}_{\sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}} + i_R$$

$$\approx C \cdot \omega \cdot V_p \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} + i_R \quad i_R = V_p / R$$

$$\approx C \cdot \omega \cdot R \cdot i_R \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} + i_R$$

$$\approx i_R \cdot \left(1 + RC \cdot \omega \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}\right)$$

$$\text{Usando } V_r \approx \frac{V_p}{1+RC} = \frac{V_p}{\frac{W}{2\pi} \cdot RC} = \frac{V_p \cdot 2\pi}{WRC} \Rightarrow W \cdot RC = \frac{V_p \cdot 2\pi}{V_r}$$

$$i_{D\max} \approx i_R \cdot \left(1 + 2\pi \cdot \frac{V_p}{V_r} \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}\right)$$

$$\approx i_R \cdot \left(1 + 2\pi \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}\right)$$

Caso ultrapassos de onda completa: (Apresentar apenas resultados) (30)

- Pseudo de descarga cai pela metade  $V_r^{\text{osc}} = V_r^{\text{mo}}/2$
- $\Delta t$  cai pela metade? Mas onda completa

$$w \cdot \Delta t \approx \sqrt{\frac{2 \cdot V_r}{V_p}} = \sqrt{\frac{V_r^{\text{mo}}}{V_p}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_r^{\text{mo}}}{V_p}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot w \cdot \Delta t'$$

$$I_{\text{med}} \cdot \Delta t = C \cdot V_r$$

$$\therefore V_r = \frac{V_p}{\omega f \cdot R \cdot C}$$

$$\omega = 2\pi f$$

$$I_{\text{med}} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} = C \cdot \frac{V_p}{\omega f \cdot R \cdot C}$$

$$I_{\text{med}} = w \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}} \cdot C \cdot \frac{V_p}{\omega f \cdot R \cdot C} = \pi \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}} \cdot I_R$$

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{omed}} &= I_{\text{med}} + I_{\text{remed}} \\ &= \pi \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}} \cdot I_R + I_R = I_R \cdot \left( 1 + \pi \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_r}} \right) \end{aligned} \right\}$$

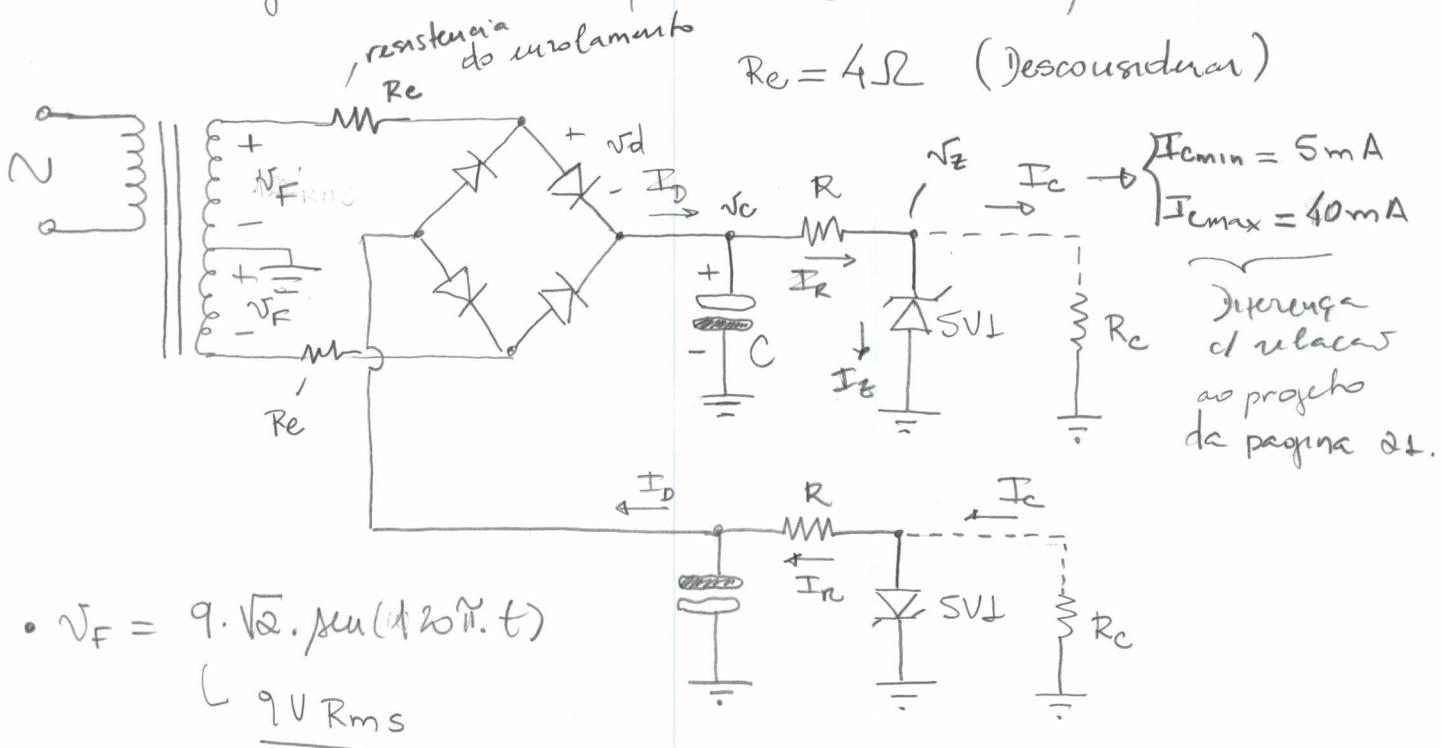
Pelo desenvolvimento anterior:

$$\begin{aligned} I_{\text{Dmax}} &= w \cdot C \cdot V_p \cdot w \cdot \Delta t + I_R \\ &= w \cdot C \cdot V_p \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} + I_R \\ &= I_R \cdot \left( 1 + w \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} \right) \end{aligned}$$

$$\text{ou } V_r = \frac{V_p}{\omega f \cdot R \cdot C} = \frac{V_p}{\frac{2w}{\pi} \cdot R \cdot C} \Rightarrow w \cdot R \cdot C = \frac{V_p}{V_r} \cdot \pi$$

$$\begin{aligned} I_{\text{Dmax}} &\approx I_R \cdot \left( 1 + \frac{V_p}{V_r} \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}} \right) \\ &\approx I_R \cdot \left( 1 + \pi \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_p}{V_r}} \right) \\ &\approx I_R \cdot \left( 1 + \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{V_p}{V_r}} \right) \end{aligned}$$

## 7.5. Projeto de uma ponte de alimentação simétrica



- Diodo zener 1N4733A (Farnchild)

$$\boxed{V_z = 5,1V, I_z = 49 \cdot 10^{-3} A \Rightarrow r_z = 7\Omega}$$

$$\text{No "joelhos": } I_z = 1mA \Rightarrow r_z = 550\Omega$$

$$\hookrightarrow \text{No modelo: } V_z = V_{z0} + r_z \cdot I_z \Rightarrow V_{z0} \approx 4,75V$$

Por segurança:  $I_{zmin} = 2mA$

- Sobre  $V_c$ :

$$\boxed{V_{cpico} = V_F - 0,18V}$$

*sobre o diodo*

$$V_{cpico} = 9 \cdot \sqrt{2} - 0,18 = 11,92V$$

$$\Delta V_c = \frac{V_{cpico}}{2 \cdot f \cdot R_C} = \frac{I_R}{2f \cdot C} \rightsquigarrow \text{Supondo constante} \approx \frac{V_{cpico} - 5,1}{R}$$

*essa fórmula não vale mais! tem que usar essa*

- Sobre  $R$

$$V_c = V_{cmin}, I_Z = I_{Zmin} = 2mA, I_C = I_{Cmax}$$

$$R = \frac{V_{cmin} - 4,75 - 7 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}} = \frac{(11,92 - \Delta V_c) - 4,75 - 7 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{42,10^{-3}}$$

$$\text{Certamente } \Delta V_c \ll 0,92V \Rightarrow R = \frac{11,92 - 4,75 - 7 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{42,10^{-3}} = 148\Omega \Rightarrow 150\Omega$$

Assim:

$$I_R = \frac{11,92 - 5,1}{150\Omega} = 405 \text{ mA}$$

Fazendo  $\Delta V_C = 0,2$  (200mV)

$$C = \frac{I_R}{2,7 \cdot \Delta V_C} = 1,875 \cdot 10^{-3} \text{ F} \quad (2200 \mu\text{F})$$

Valor comercial

$2200 \mu\text{F} / 16 \text{ ou } 25 \text{ V}$

Reverendo o cálculo de R:

$$V_C = V_{C\min} = 11,92 - 0,2 = 11,72 \text{ V}$$

$$I_C = I_{C\max} = 40 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$R = \frac{V_{C\min} - V_{Z_0} - r_z \cdot I_{Z\min}}{I_{C\max} + I_{Z\min}}$$

$$R \cdot I_{Z\min} = V_{C\min} - V_{Z_0} - r_z \cdot I_{Z\min} - R \cdot I_{C\max}$$

$$I_{Z\min} = \frac{V_{C\min} - V_{Z_0} - R \cdot I_{C\max}}{R + r_z} = \frac{0,970}{157} = 6,17 \text{ mA}$$

$I_{Z\min} > 2 \text{ mA}$  Value que havia sido estabelecido

$$I_{Z\max} = \frac{V_{C\max} - V_{Z_0} - R \cdot I_{C\min}}{R + r_z} \quad \begin{cases} V_{C\max} = 11,92 \\ I_{C\min} = 5 \text{ mA} \end{cases}$$

$$= 40 \text{ mA}$$

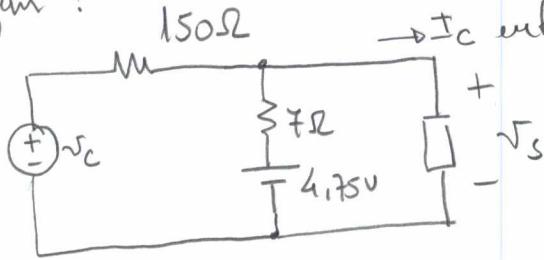
$$P_{Z\max} = \underline{V_{Z\max}} \cdot I_{Z\max} = (V_{Z_0} + r_z \cdot I_{Z\max}) \cdot I_{Z\max}$$

$$\approx 0,200 \text{ W} \quad (0,5 \text{ W, valor comercial})$$

$$P_{R\max} = (V_{R\max})^2 / R$$

$$= (11,92 - 5,1)^2 / 150 = 0,310 \cdot (0,5 \text{ W, valor comercial})$$

Regulagem:



$$V_s = 4,75 \cdot \frac{150}{157} + (11,92 - 0,1) \cdot \frac{7}{157} + I_c \cdot \frac{150 \cdot 7}{157}$$

$\xrightarrow{\text{valores médios de } V_c}$

$$= V_{D0} \cdot \frac{R}{R+r_z} + V_c \cdot \frac{r_z}{R+r_z} - I_c \cdot (R||r_z)$$

$$\Delta V_s = \frac{r_z}{R+r_z} \cdot \pm 0,1V = \underline{\pm 4,46 mV}$$

$\xrightarrow{\Delta V_c = 0,2V}$

↓  
Observar que  $V_c$  varia de  $\pm 200mV$ .

Ah

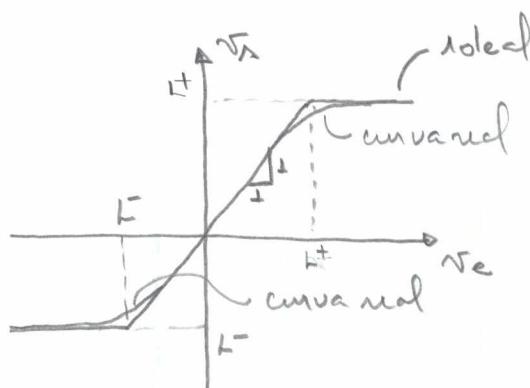
E se fosse necessário suprir um  $I_{c\max}$  maior?

## 8. CIRCUITOS DIVERSOS

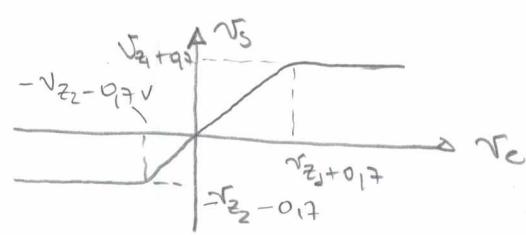
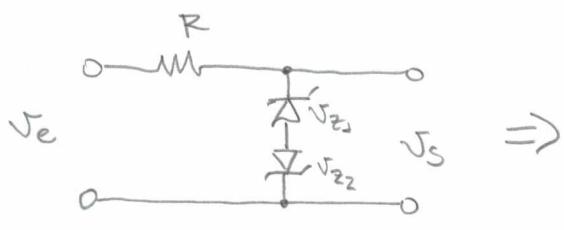
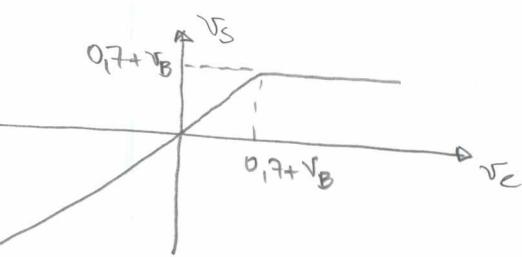
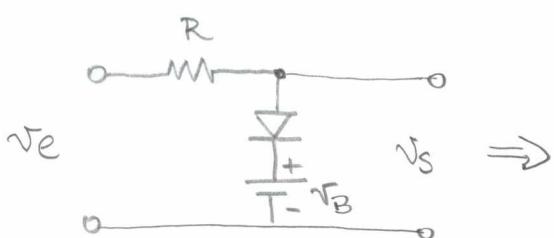
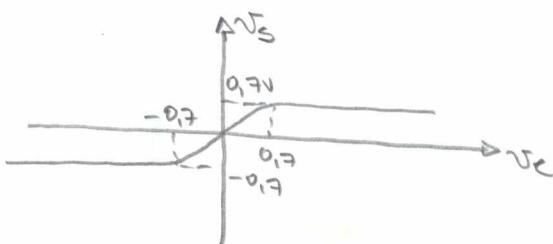
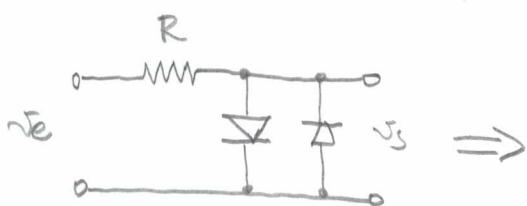
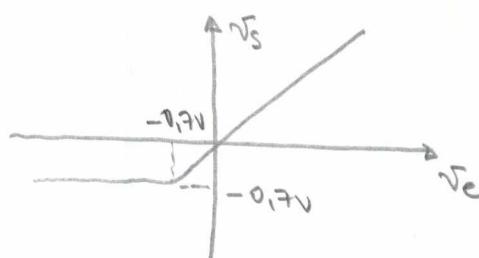
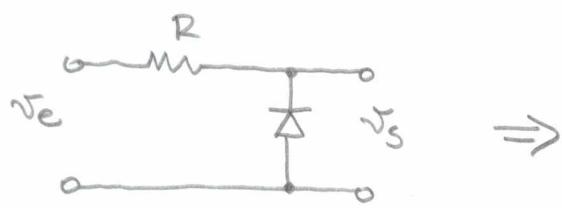
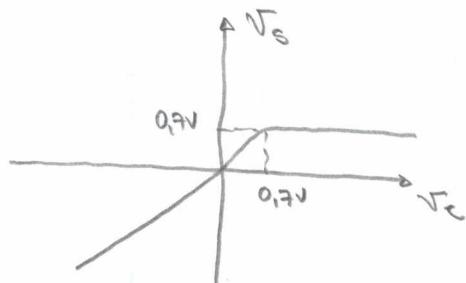
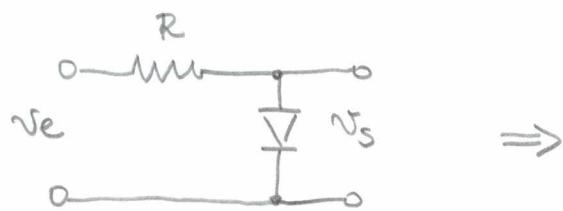
34

### 8.1. Limitadores de tensão (Ceifadores)

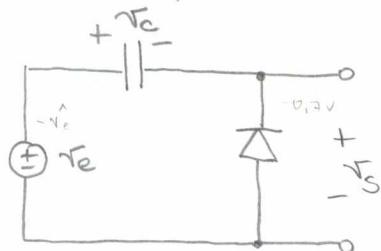
Forma genérica:



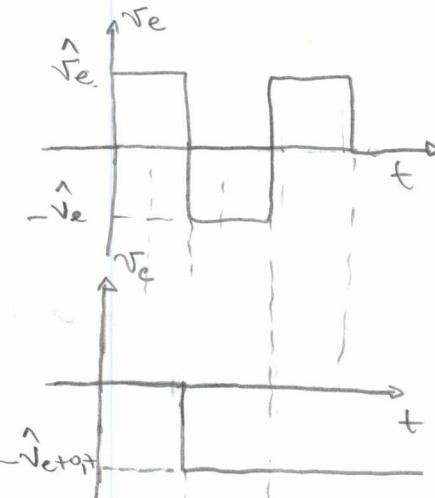
Implementações:



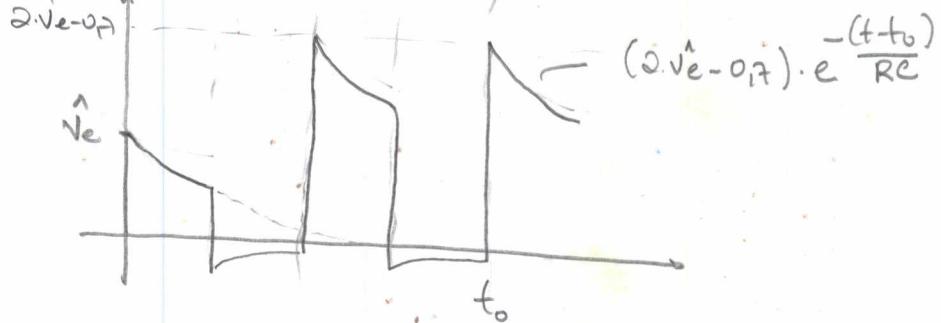
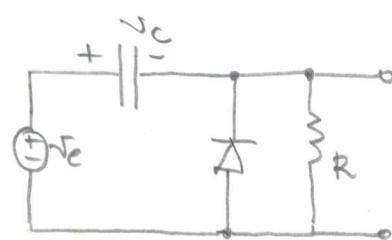
### 8.2. Grampador



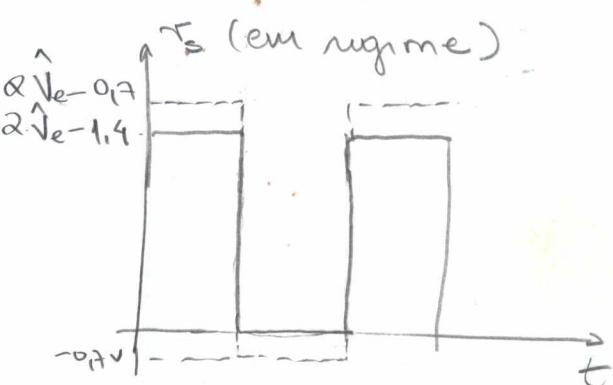
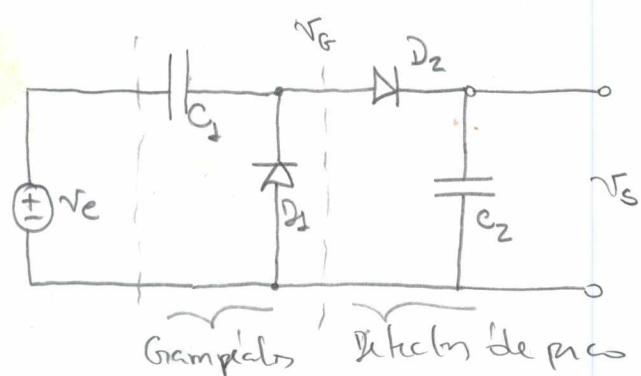
$$V_c(0) = 0V$$



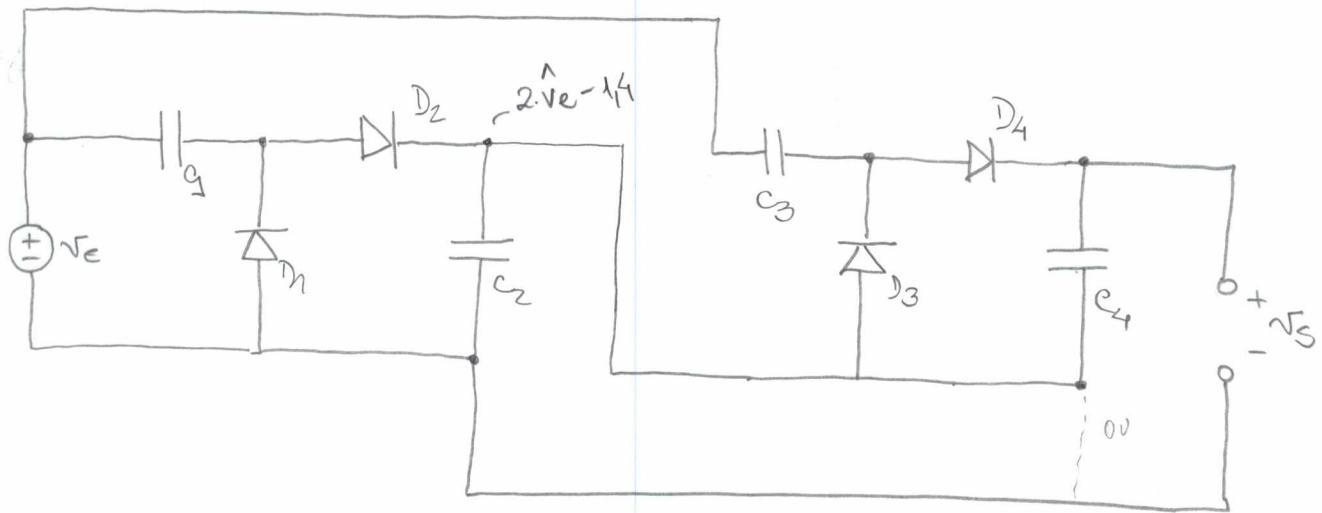
$$V_s = V_e - V_c$$



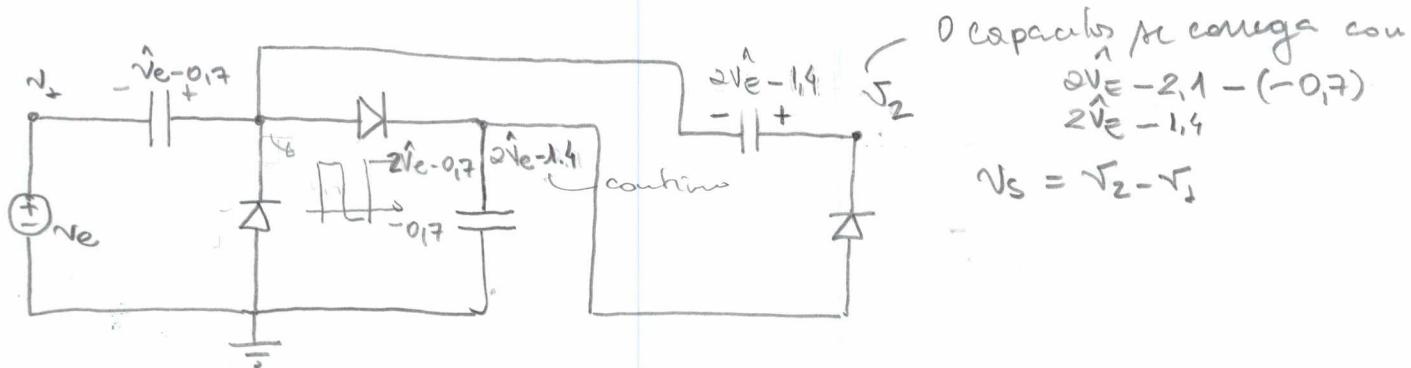
### 8.3. Dobrador de tensão



No equilíbrio, com  $V_{c2}(0) = 0V$  e  $V_{c1}(0) = 0V$ , o capacitor  $C_2$  se carrega a cada ciclo



É agora? Triplicador de tensão!

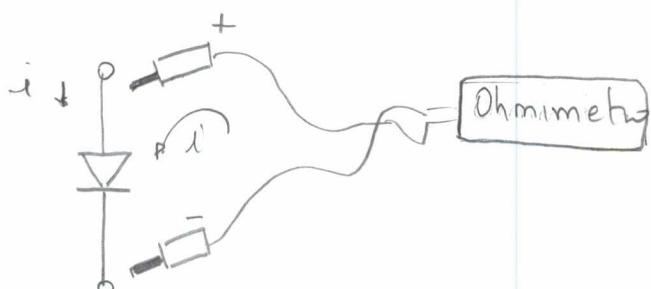


$$V_1 = V_E(t)$$

$$V_2 = (V_E(t)) + \hat{V}_E - 0,7 + 2\hat{V}_E - 1,4$$

$$\begin{aligned} V_S &= V_2 - V_1 = \hat{V}_E - 0,7 + 2\hat{V}_E - 1,4 \\ &= 3\hat{V}_E - 2,1 \end{aligned}$$

#### 8.4. Teste de diodos



Cuidado com alguns diodos "especiais":

Com a passagem de corrente "i" superior à corrente máxima "importante", ele não romper

## 9. PARÂMETROS DE ESPECIFICAÇÕES

### 9.1. Especificações máximas absolutas Corrente direta média máxima [A]

Corrente média máxima suportável pela junta. A média deve ser considerada num período de tempo (janela). Ex. I<sub>A007</sub>: 1A

### Picos de corrente máxima [A]

Amplitude de pico de corrente direta eventual (não repetidos). Ex. I<sub>A007</sub>: 30A

### Temperatura de juntas [intervalo em °C]

Temperatura de armazenagem. Ex. I<sub>A007</sub>: -55°C a 175°C  
" de operação. Ex. I<sub>A007</sub>: -55°C a 175°C

Levar em conta esse parâmetro durante a soldagem.

### Tensão máxima reversa [V]

Tensão máxima em condições de polarização reversa. Ex. I<sub>A007</sub>: 1000V.

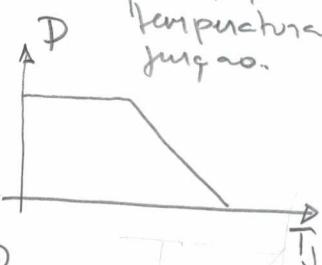
## 9.2. Características térmicas

### Dissipação de potência [W]

$$v_D + \frac{t}{t_D} = v_D + \frac{t}{r_D} v_{D0}$$

$$T_D = V_{D0} + r_D \cdot i_D$$

Curva de P em função da temperatura de junção.



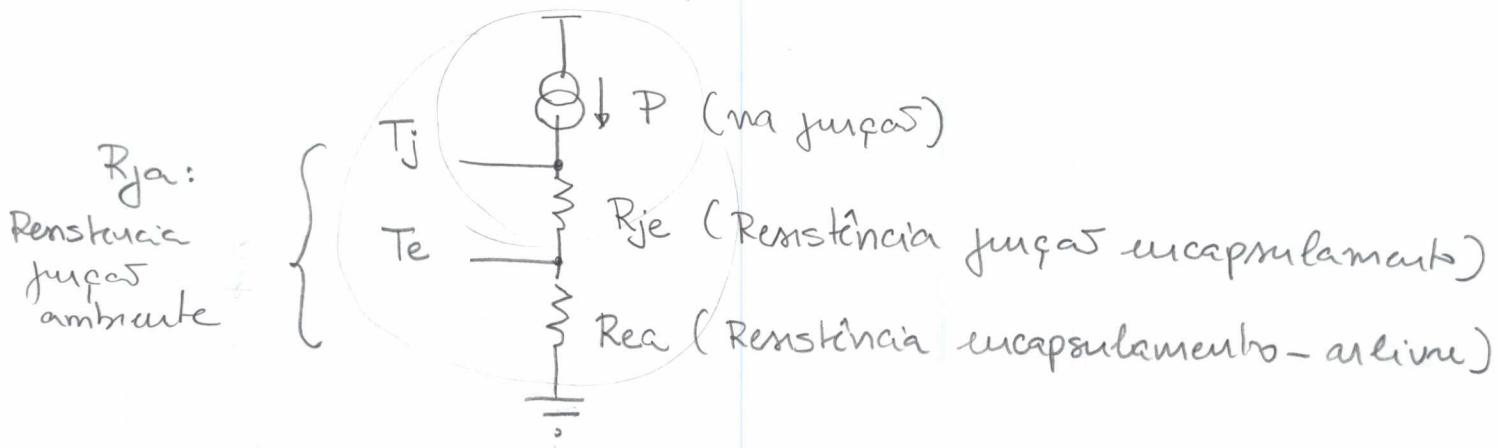
Dissipações térmicas devido ao efeito Joule.

$$P \approx i_D \cdot V_D$$

## Resistência térmica [°C/W]

Dificuldade do dispositivo para a condução de calor. Quanto maior, maior será o calor na junção.

Modelamento com dissipador:



Quanto maior  $R_{je}$ , menos calor se despega para o exterior, e em consequência maior será  $T_j$ :

$$T_j = P \cdot (R_{je} + R_{ea})$$

Modelamento com dissipador de calor:

Rea diminui com a adição de um dissipador de calor, pois a superfície de contato com o ar aumenta.

$$\text{Ex. IN4007: } R_{je} + R_{ea} = 50^\circ\text{C/W}$$

## 9.3. Características elétricas

### Tensão dianteira: [V]

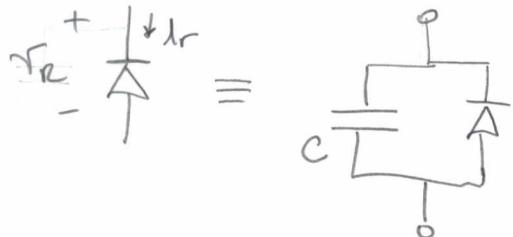
Tensões de polarizações direta medida para uma curta corrente.

$$\text{Ex. IN4007: } 1,1V @ 1,0A$$

## Corrente inversa máxima

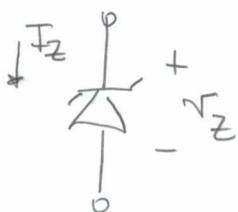
Ex. 1N4007:  $5\text{mA}$  @  $25^\circ\text{C}$   
 $500\text{mA}$  @  $100^\circ\text{C}$

## Capacitância inversa máxima



Ex. 1N4007:  $15\text{pF}$  ( $V_R = 4\text{V}$   
 $f = 1.0\text{MHz}$ )  
 (frequência de teste)

## Tensões de zener (Diodos Zener)



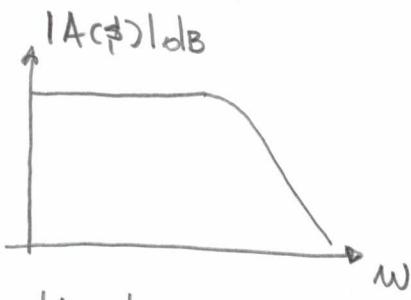
Tensões  $V_Z$  para uma corrente  $I_Z$  de teste.

Ex. 1N4733A:  $V_Z = 5,1\text{V}$  @  $I_Z = 49\text{mA}$

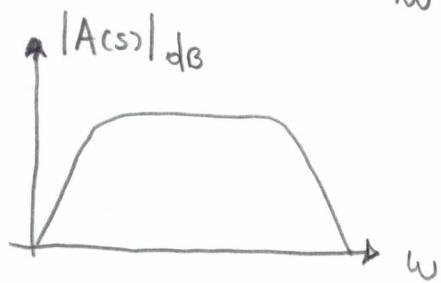
E outros mais...

4.4. Classificações baseadas na resposta em frequência

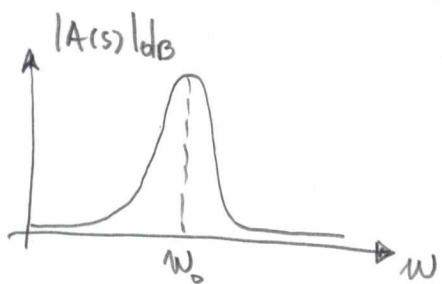
(7)



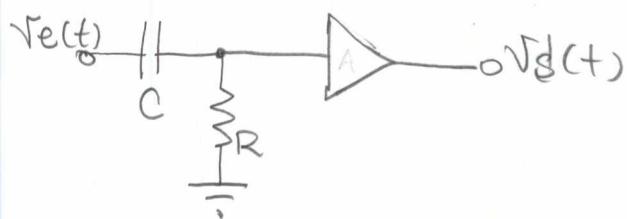
"AMPURICADOR COM ACOPLAGEM DIRETA"



"AMPURICADOR COM ACOPLAGEM CAPACITIVA"



"AMPURICADOR SINTETIZADO PASSA-FREXO"



5. ANÁLISES CORRENTE CONTÍNUA (CC) E CORRENTE ALTERNADA (CA)