

Exemplo 3.3

DIODO DO Si → opera a 1mA p/ 0,7V

a) Calcule I_s :

$$I_s = I e^{-V/nKT} = 10^{-3} e^{-\frac{700}{4 \cdot 25}}$$

∴ Se $n=1 \rightarrow I_s = 6,9 \cdot 10^{-16} A$

Se $n=2 \rightarrow I_s = 3,3 \cdot 10^{-10} A$

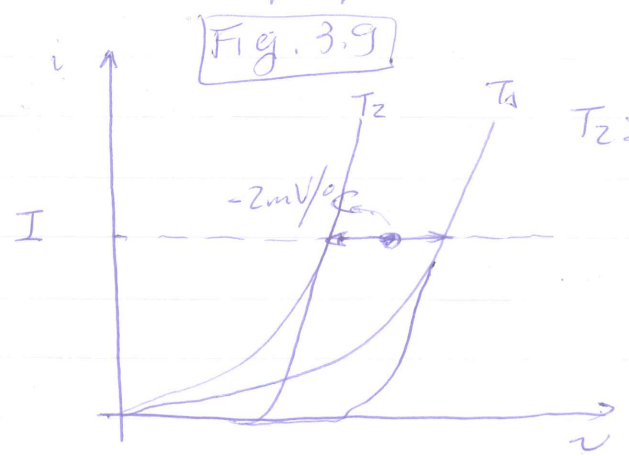
b) Calcule este de ESCALAMENTO p/ $T_{on} I = 1A$ em 0,7V

p/ AUMENTAR de 1mA → 1A a mesma TEMPERATURA ⇒ necessitamos 1000 DIODOS em // ou 1 DIODO de 1000x maior

$$\rightarrow \text{AUMENTO } I_s \times 1000 = \begin{cases} 6,9 \times 10^{-13} A \text{ p/ } n=1 \\ 8,3 \times 10^{-7} A \text{ p/ } n=2 \end{cases}$$

∴ Note a importância de n !

VARIACAO de T: I_s e V_T variam c/ T



⇒ p/ $I = \text{cte}$
 $\Delta V / \Delta = -2mV/\text{dec}$
 PODERÃO SER USADO COMO TERMISTOR ELETRÔNICO

Ex. 3.6 Diodo do Si, $n=1,5$, Calcule ΔV p/ $\Delta I = (10mA - 0,1mA)$

$$\Delta V = 2,3 n V_T \log\left(\frac{I_2}{I_1}\right) = 2,3 \cdot 1,5 \cdot 25m \cdot \log 10^2 = 172,5mV$$

3.7 Diodo de Si, $n=1$, 1mA em $V=0,7\text{V}$
 Calc. V p/ $i=0,1\text{mA}$ e $i=10\text{mA}$

$$V - 0,7 = 2,3 \times 1 \times V_T \log \frac{I}{I_m}$$

$$\text{p/ } i = 0,1\text{mA} \rightarrow V - 0,7 = -60\text{mV} \rightarrow V = 0,64\text{V}$$

$$\text{p/ } i = 10\text{mA} \rightarrow V - 0,7 = +60\text{mV} \rightarrow V = 0,76\text{V}$$

3.8 Diodo de Si c/ $I_s = 10^{-14}\text{A}$ a 25°C ,
 $I_s \uparrow 15\%/^\circ\text{C}$. Calc. I_s a 125°C

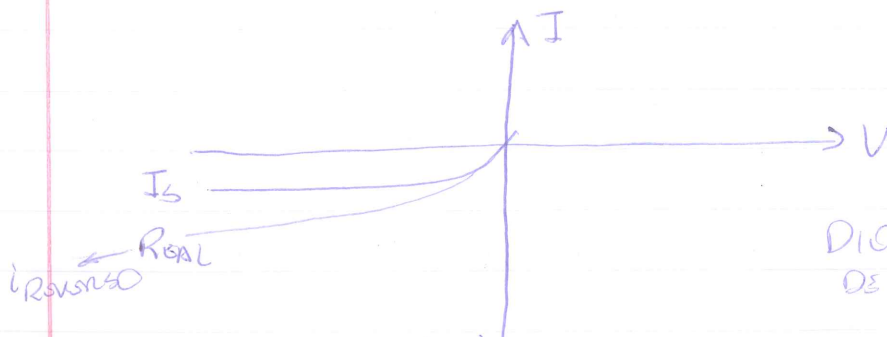
$$\Delta T = 100^\circ\text{C} \rightarrow \frac{I_s(125^\circ\text{C})}{I_s(25^\circ\text{C})} = (1,15)^{100}$$

$$I_s(125^\circ\text{C}) = 1,17 \cdot 10^{-8}\text{A}$$

A REGIÃO DE POLARIZAÇÃO REVERSA

$$i = I_s (e^{\frac{V}{nV_T}} - 1)$$

p/ $V < 0$ e $|V| \gg V_T \Rightarrow i = -I_s = \text{cte} \Rightarrow$ CORRENTE DE SATURAÇÃO



$$i_{\text{reverso}} = f(T)$$

i_{reverso} DOBRA A CADA 10°C

ENQUANTO QUE I_s DOBRA A CADA 5°C

EFEITOS DO FUSÃO
 DIODO PEQUENO O SINAL DE $1\text{mA} \rightarrow I_s \sim 10^{-14}\text{A}$ A 10^{-15}A

$\rightarrow I_{\text{reverso}} \sim 1\text{nA}$

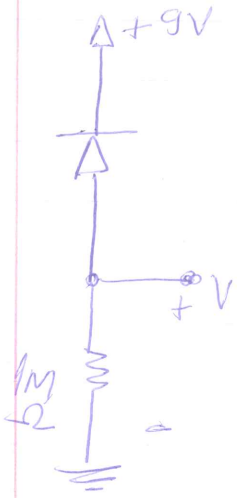
$i_{\text{reverso}} \uparrow \rightarrow V_{\text{reverso}} \uparrow$

Exercício:

3.9 — DIODO GRANDES 4 UNIDADES \approx cte $\approx 1/V$.

Calc. V p/ $T = 40^\circ C$ e $0^\circ C$.

Sendo que p/ $T = 20^\circ C \rightarrow V = 1V$



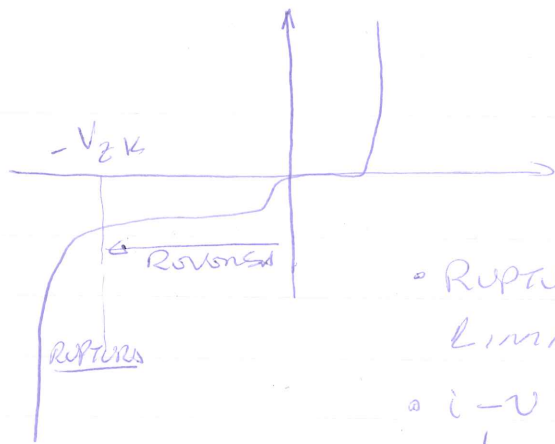
$\bullet 20^\circ C \rightarrow I = \frac{1V}{1M\Omega} = 1\mu A$

$\bullet 40^\circ C \rightarrow I = 2^2 \cdot 1\mu A = 4\mu A$
 $V = 1M \cdot 4\mu = 4V$

$\bullet 0^\circ C \rightarrow I = 2^{-2} \cdot 1\mu A = \frac{1}{4}\mu A$
 $V = 1M \cdot \frac{1}{4}\mu = 0,25V$

\rightarrow REVERSO DOBRA A CADA $10^\circ C$

A RESISTÂNCIA DE RUPTURA



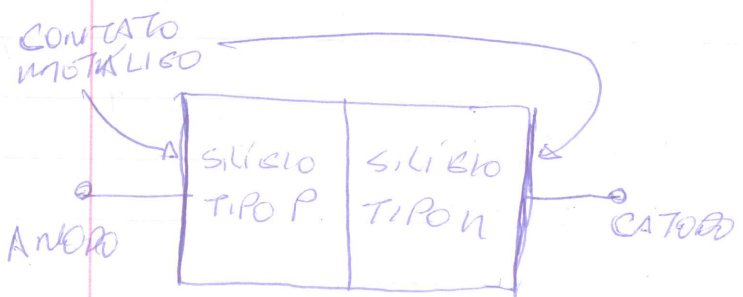
\bullet TENSÃO DE RUPTURA
 TENSÃO DE JOELHO = V_{zk}
 ($Z = ZENEN$, $K = KNEE$)

\bullet RUPTURA NÃO É DESTRUTIVA SE LIMITARMOS I

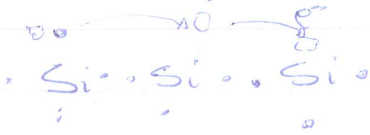
\bullet $i-v$ É QUASE VERTICAL
 \rightarrow USO COMO REGULADOR DE TENSÃO (ITEM 3.6)

3.3 OPERAÇÃO FÍSICA DOS DIODOS

3.3.1 CONCEITOS BÁSICOS DE SEMICONDUCTORES



- PROCESSO → PODS SOL REPETIDO → PORTADOR CARREGADO POSITIVAMENTE
 ↳ LACUNA → CARGA POSITIVA
 ↓
 CONDUÇÃO DE CORRENTE ELÉTRICA



- IONIZAÇÃO TÉRMICA : $N_D \text{ ELÉTRONS LIVRES} = N_D \text{ LACUNAS}$

- PROXIMAMENTO DA LACUNA POR UM e^- = RECOMBINAÇÃO
 ↳ RESULTA NO DESAPARECIMENTO DOS e^- LIVRES E DE LACUNAS

- TAXA DE RECOMBINAÇÃO $\propto N_D \text{ ELÉTRONS LIVRES} \times N_D \text{ LACUNAS}$
 $R = G$
 ↳ GERAÇÃO É DETERMINADA PELA TAXA DE IONIZAÇÃO TÉRMICA
 $G \rightarrow R$

- EQUILÍBRIO TÉRMICO: $R = G$
 $n \text{ (CONCENTRAÇÃO DE } e^- \text{ LIVRES)} = p \text{ (CONCENTRAÇÃO DE LACUNAS)}$
 $n = p = n_i$
 ↳ CONE. DE PORTADORES INTRÍNSICOS

- $n_i^2 = BT^3 e^{-E_g/kT}$
 ↳ MATERIAL (Si) = $5,4 \times 10^{31}$
 $k = 8,62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$

- $E_g =$ ENERGIA DA BANDA PROIBIDA DO Si
 $E_g = 1,12 \text{ eV (Si)}$

- $p/T = 300K \rightarrow n_i \text{ (Si)} \approx 1,5 \times 10^{10} \text{ CARGAS/cm}^3$

- Comparando c/ cristal de Si $n \approx 5 \times 10^{22}$ átomos/cm³
- P/ TAMBÉM \rightarrow UM A CADA 1 BILHÃO DE ÁTOMOS ESTÃO IONIZADOS
- Si \rightarrow "Semicondutor" $\rightarrow \rho \approx 10^4$ A $10^8 \Omega \cdot \text{cm}$
- Condutor $\rightarrow \rho < 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$
- Isolante $\rightarrow \rho > 10^8 \Omega \cdot \text{cm}$

• DIFUSÃO E DERIVA \rightarrow MECANISMO DE CONDUÇÃO DE CARGAS NO Si

\downarrow

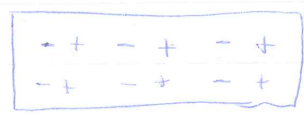
ASSOCIADO
MOVIMENTO
ALEATÓRIO
DEVIDO À
AGITAÇÃO
TÉRMICA

\downarrow

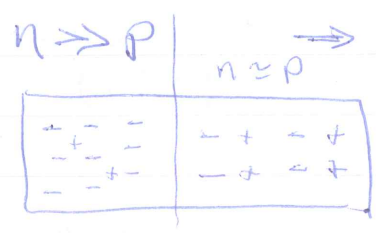
ASSOCIADO
AO CAMPO $E \rightarrow$
APLICADO AO Si

• CORRENTES POR DIFUSÃO DE PORTADORES:

• Pedaco de Si $\Rightarrow n = p \Rightarrow$ MOV. ALEATÓRIO \Rightarrow NÃO RESULTA EM UM FLUXO LÍQUIDO DE CARGA



• SE EM ALGUMA PARTE DO PEDACO DE Si



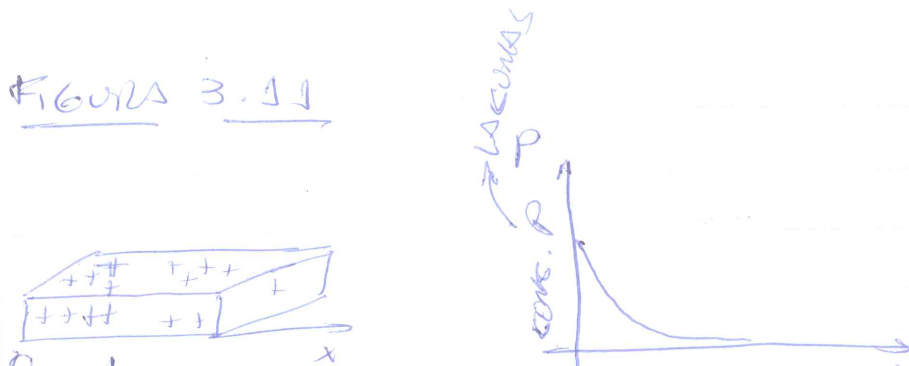
\downarrow

PROCESSO \rightarrow ORIGINIA UM FLUXO LÍQUIDO DE CARGA

\downarrow

CORRENTE POR DIFUSÃO

FIGURA 3.11



→ CRIAR UM FLUXO DE CORRENTES V/S LACUNAS NO SENTIDO DE X

DENS. DE CORRENTES $\frac{I}{A} [A/cm^2]$

$J_p = -q D_p \left(\frac{dp}{dx} \right)$

GRADIENTE $\neq 0$
 ↓
 RESULTA CORRENTES POSITIVA NO SENTIDO DE X

cte DE OU DIFUSIVIDADE DE LACUNAS

$D_p = 12 cm^2/s$

• NO CASO DE DIFUSÃO DE ELÉTRONS:

$J_n = q D_n \left(\frac{dn}{dx} \right)$

$D_n = 34 cm^2/s$

DIFUSIVIDADE DE ELÉTRONS

• CORRENTES DE DERIVA

→ DEVIDO AO CAMPO E APLICADO EM UM PEDAÇO DE Si

→ e^- E LACUNAS LIVRES ABOLERADOS POR E
 ↓
 ADQUIREM v_{deriva} → $E (V/cm)$

VELOCIDADES DE DERIVA

$v_{deriva} = \mu_p \cdot E$

→ COMPONENTES DE VELOCIDADES SOBREPÕSTA A VELOCIDADES DE SEU MOV. TÉRMICO?

96

• CARGAS (+) → DESLOCARÃO NA DIREÇÃO DE \vec{E}
 μ_p → MOBILIDADE DE LACUNAS [$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$]
 $\hookrightarrow 480 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ - SILÍCIO INTRÍNSECO

• ELÉTRON: $\vec{J}_{\text{DERIVA}} = \mu_n \cdot \vec{E}$
 $\hookrightarrow \mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
 $\approx 3 \times \mu_p$

• CRISTAL DE Si → COM n ELÉTRONS → SUJEITO
 P LACUNAS I A \vec{E}

CARGAS (+) → LACUNAS → DESLOCARÃO → NO SENTIDO \vec{E}
 $X \rightarrow \vec{E}$
 \hookrightarrow DENSIDADE DE CARGA (+)

$q_p \rightarrow \text{C}/\text{cm}^3$
 $\mu_p E \rightarrow \frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}} \cdot \frac{\text{V}}{\text{cm}} = \frac{\text{cm}}{\text{s}}$
 $A \rightarrow \text{cm}^2$

$q_p \rightarrow$ MOVIMENTO NA DIREÇÃO X
 $\vec{J}_{\text{DERIVA}} = \mu_p \cdot \vec{E}$

$p/t = 1\text{s} \rightarrow$ CARGA $q_p \mu_p E A$ (COULOMB) ATRAVESSADA
 O PLANO A (cm^2) \perp AO EIXO X

$\therefore \vec{J}_{p\text{-DERIVA}} = q_p \mu_p \cdot \vec{E}$

$J =$ (DENSIDADE DE CARGA) \cdot VELOCIDADE

• ELÉTRONS NA DIREÇÃO OPOSTA A \vec{E}

$\vec{J}_{n\text{-DERIVA}} = q_n \mu_n \cdot \vec{E}$

$E = dV$

• CORRENTE DE DERIVA:
 $\therefore J_{\text{DERIVA}} = q(p\mu_p + n\mu_n) E$

$\Rightarrow \frac{V}{\text{cm}} = R \cdot \frac{I}{\text{cm}}$

$E = R \cdot \frac{I}{\text{cm}}$

$E = R \cdot \text{cm} \cdot \frac{I}{\text{cm}^2}$

$E = \rho \cdot \frac{I}{\text{cm}^2}$

\downarrow
 $\Omega \cdot \text{cm}$

• RESISTIVIDADE ρ :

$\rho = \frac{1}{q(p\mu_p + n\mu_n)}$

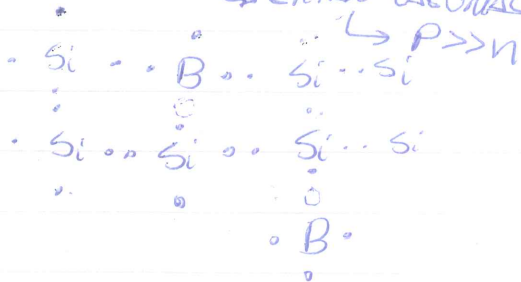
$J = \frac{1}{\rho} \cdot E$

• Relación de Einstein:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T = \frac{kT}{q} \approx 25mV$$

• SEMICONDUCTORES DOPADOS:

a) Elementos del Grupo III A
 ↳ CRIAN LACUNAS
 ↳ $P \gg N$



SEMICONDUCTOR

TIPO P

$N_A \rightarrow$ CONC. DE ÁTOMOS ACEPTADORES

• EQ. TÉRMICO

$$p_{p0} \approx N_A$$

↳ EQ. TÉRMICO

SEMICONDUCTOR TIPO P

↳ PORTADORES MAYORITARIOS

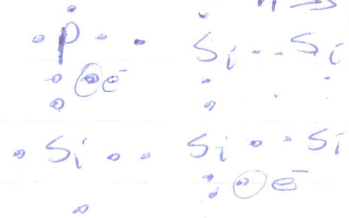
$$n_{p0} \cdot p_{p0} \approx n_i^2$$

↳ CONC. DE e^-

$$n_{p0} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

PORTADORES MINORITARIOS

b) Elementos del Grupo V A
 ↳ CRIAN electrones
 ↳ $n \gg p$



SEMICONDUCTOR

TIPO N

$N_D \rightarrow$ CONC. DE ÁTOMOS DONADORES

• EQ. TÉRMICO

$$n_{n0} \approx N_D$$

↳ EQ. TÉRMICO SEMICONDUCTOR TIPO N

PORTADORES MAYORITARIOS

$$n_{n0} \cdot p_{n0} = n_i^2$$

↳ CONC. DE LACUNAS GERADAS PLS IONIZADAS TÉRMICAS

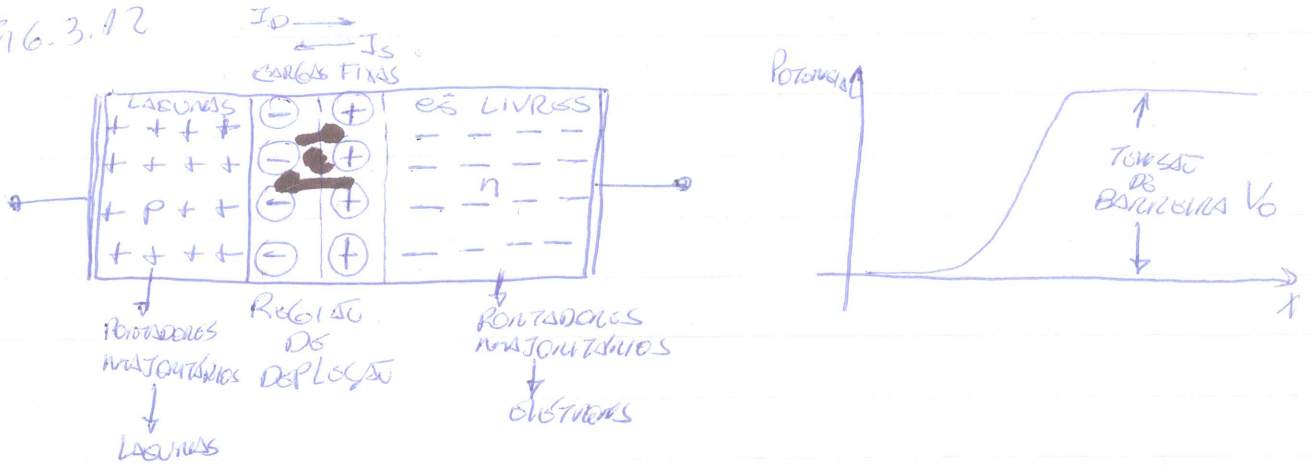
$$p_{n0} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

PORTADORES MINORITARIOS

↳ PRODUCTO $n \cdot p = cte$

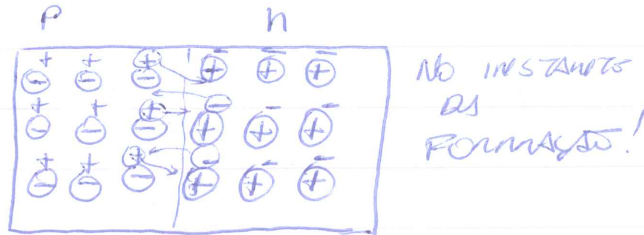
3.3.2 - A JUNÇÃO PN NA CONDIÇÃO DE CIRCUITO ABERTO

FIG. 3.12



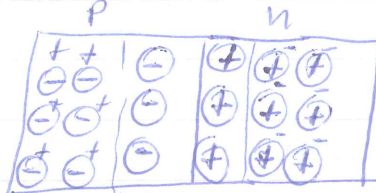
• RESUMINDO

- 1- APÓS A JUNÇÃO PN INICIALMENTE FORMADA
 ↳ E⁻ LIVRES E LACUNAS DIFUNDE-SE ATRAVÉS DA JUNÇÃO E RECOMBINAM-SE!



- 2- A REGIÃO DE DEPLEÇÃO APARECE NA JUNÇÃO

↳ ONDE HÁ ESSENCIALMENTE ÍONS IMÓVEIS E NENHUMA CARGA LIVRE



↳ REGIÃO DE DEPLEÇÃO → BARRERA DE POTENCIAL

- 3- APÓS O EQUILÍBRIO, OS ÍONS FIXOS NA REGIÃO DE DEPLEÇÃO FORMAM UMA BARRERA DE POTENCIAL → PREVENINDO O MOVIMENTO DE LACUNAS E E⁻ LIVRES ATRAVÉS DA JUNÇÃO!

A CORRENTE DE DIFUSÃO I_D

• LACUNAS } REGIÃO P $\rightarrow p \uparrow n > 10^{14}/\text{cm}^3$
 REGIÃO N $\rightarrow p \downarrow n < 10^{16}/\text{cm}^3$

• ELÉTRONS } REGIÃO N $\rightarrow n \uparrow p > 10^{14}/\text{cm}^3$
 REGIÃO P $\rightarrow n \downarrow p < 10^{16}/\text{cm}^3$

∴ LACUNAS SE DIFUNDEM DO LADO P
 P/ O LADO N

∴ ELÉTRONS SE DIFUNDEM
 DO LADO N P/ O LADO P

DUAS COMPONENTES \rightarrow FORMA I_D
 SENTIDO DO LADO P P/ N

REGIÃO DE DEPLEÇÃO

• LACUNAS \rightarrow NA REGIÃO N \rightarrow SE RECOMBINAM
 e e^- LIVRES \rightarrow DESAPARECEM
 MAJORITY

∴ ALGUNS e^- SOMEM
 DO LADO N \rightarrow CARGA e^- ELÉTRON \rightarrow IONS POSITIVOS
 "DESCOBERTOS"

REGIÃO DEPLETADA DE e^-
 e^- LIVRES \rightarrow IONS FIXES "DESCOBERTOS"

e^- \rightarrow NA REGIÃO P \rightarrow SE RECOMBINAM
 e LACUNAS MAJORITY

∴ ALGUMAS LACUNAS
 SOMEM DO LADO P \rightarrow CARGA e^- LACUNA \rightarrow IONS NEGATIVOS
 "DESCOBERTOS"

REGIÃO DEPLETADA DE LACUNAS
 \rightarrow IONS FIXES "DESCOBERTOS"

∴ REGIÃO DE DEPLEÇÃO EM AMBOS OS LADOS DA JUNTA PN

\rightarrow REGIÃO DE CARGA ESPACIAL \leftrightarrow ELÉTRICAMENTE NEUTRA

• CARGAS NOS DOIS LADOS \rightarrow ORIGINA CAMPO E
 \rightarrow ORIGINA d.d.p.

TOMANDO LADO N COMO TENSÃO \oplus EM RELAÇÃO AO P \leftarrow

- E RESULTANTE \rightarrow SS OPOB \rightarrow DIFUSÃO DE LACUNAS NA REGIÃO N
 - DIFUSÃO DE E'S LIVRES NA REGIÃO P

• d.d.p. \rightarrow REGIÃO DE DEPLEÇÃO \rightarrow BARREIRA DE POTENCIAL DEVE SER SUPERADA PARA QUE:

- LACUNAS DIFUNDRAM NO LADO N
- E'S " " " " P

• $V_{BARREIRA} \uparrow \Rightarrow$ NÚMERO DE PORTADORAS $\downarrow \Rightarrow$ QUE CONSEGUAM VENCER A BARRERA $\rightarrow I_s \propto e^{-qE}$

$\hookrightarrow V_0$
 \hookrightarrow DECREMENTO DA DIFUSÃO

$\therefore I_0 = I_0(V_0)$



• CORRENTE DE DERIVA I_s E O EQUILÍBRIO

DADO QUE $I_0 \rightarrow$ DIFUSÃO DE PORTADORAS MAJORIZADAS

• LACUNAS \rightarrow CARGAS TERMINICAMENTE NO LADO N SE DIFUNDRAM ATRAVÉS DA REGIÃO DE DEPLEÇÃO

\rightarrow EXPERIMENTAM O EFEITO DE CAMPO $E \rightarrow$ MOV. POR DERIVA

\rightarrow LACUNAS PASSAM P/ O LADO P RAPIDAMENTE

• ELÉTRONS \rightarrow CARGAS TERMINICAMENTE NO LADO P SE DIFUNDRAM PELA REGIÃO DE DEPLEÇÃO

\rightarrow EXPERIMENTAM $E \rightarrow$ MOV. POR DERIVA

\rightarrow E'S PASSAM P/ O LADO N RAPIDAMENTE

\rightarrow AS DUAS COMPONENTES \rightarrow FORMAM A CORRENTE DE DERIVA I_s

$\therefore I_s \rightarrow$ FORMADO POR PORTADORAS MINORITÁRIAS CARGAS TERMINICAMENTE $\rightarrow I_s = I_s(T) \neq I_s(V_0)$

FIG. 3.12 \rightarrow CIRCUITO ABERTO \rightarrow SEM CONDIÇÕES EXTERNAS $\therefore I_0 = I_s$

• CONDIÇÃO DE EQUILÍBRIO → MANTIDA POR V_0 DA BARRAGEM

• P) $I_0 > I_s$ → CARGAS FIXAS DESBALANÇADAS ↑↑ → RESGATE DA DIFERENÇA DE POTENCIAL → $V_0 ↑$
 DE AMBOS OS LADOS
 EQUILÍBRIO $I_0 = I_s$

• P) $I_0 < I_s$ → CARGAS FIXAS DESBALANÇADAS ↓↓ → RESGATE DA DIFERENÇA DE POTENCIAL → $V_0 ↓$
 DE AMBOS OS LADOS
 EQUILÍBRIO $I_0 = I_s$

• A TENSÃO INTERNA → $V_0 = V_T \cdot \ln \left[\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right]$

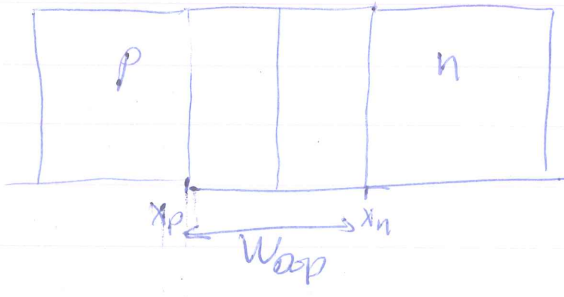
• P/Si → $0,6V < V_0 < 0,8V$

• JUNÇÃO PN → TERMINAIS ABERTOS → $V_{medida} = 0V$

∴ V_0 NÃO APARECE NOS TERMINAIS DO DIODO
 CONTATOS METAL-SEMICONDUTOR = CONTRÁRIAS A V_0
 ↳ BALANÇO c/ V_0

↳ SE NÃO → SERIA POSSÍVEL RETIRAR ENERGIA DA JUNÇÃO P-N → VIOLA → Lei da Conservação

• LARGURA DA CAMADA DE DEPLAÇÃO



PARA IGUALDADO DE CARGAS:

$$q x_p \cdot N_A \cdot A = q x_n \cdot N_D \cdot A$$

$$\frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$$

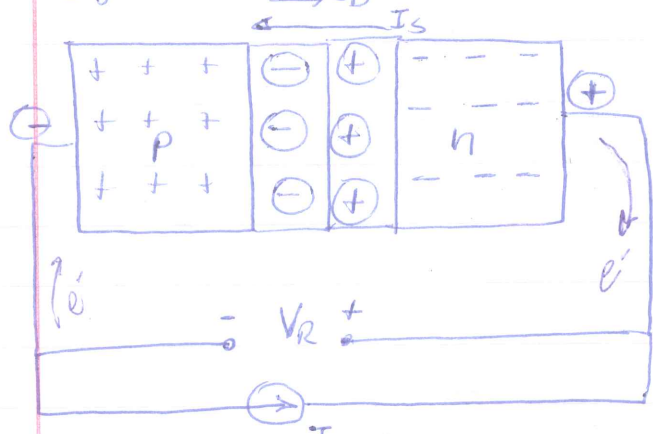
Largura da camada de deplacão: $W_{dep} = x_p + x_n = \sqrt{\frac{2 \epsilon_{si}}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) V_0}$

∴ $W_{dep} \propto \sqrt{\frac{1}{N_A N_D}}$ e $W_{dep} \propto \sqrt{V_0}$

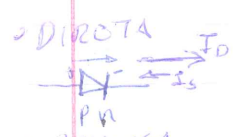


3.3.3. A Junção pn nas condições de Polarização Reversa

Fig. 3.13 → FONTE DE CORRENTE I_D



- Por momento
- $I < I_S \Rightarrow$ PI NÃO OCORRERÁ RUPTURA
 - $I \rightarrow$ e^- circulando pelo circuito externo do lado n
PI O LADO p
 \Downarrow
 e^- SAINDO DO LADO n
 \Downarrow
AUMENTAM AS CARGAS POSITIVAS DISCORBENTAS



• De modo similar $\rightarrow I \rightarrow$ LACUNAS SAINDO DO MATERIAL P RESULTAM EM UM AUMENTO DAS CARGAS FIXAS NEGATIVAS

- $I \rightarrow$ RESULTAM $\rightarrow W_{dep} \uparrow \rightarrow$ QUANTIDADE DE CARGAS ANIMADAS NAS CAMADAS DE DEPLAÇ
 - \Downarrow
TENSÃO DE BARREIRA \uparrow
 - \Downarrow
RESULTA EM $I_D \downarrow$
E $I_S \approx cte$ (NÃO DEPENDE DA TENSÃO DE BARRERAS)
- $I_S - I_D = I$ O EQUILÍBRIO ESTÁVEL

• Em Equilíbrio \rightarrow || TENSÃO NA CAMADA DE DEPLAÇ $> V_0$ (TENSÃO INTERNA)

\rightarrow TENSÃO EXTERNA MENSURÁVEL
 \rightarrow COMO n SENDO + EM RELAÇÃO AO p

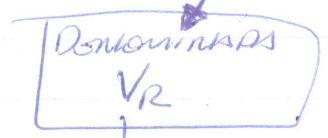
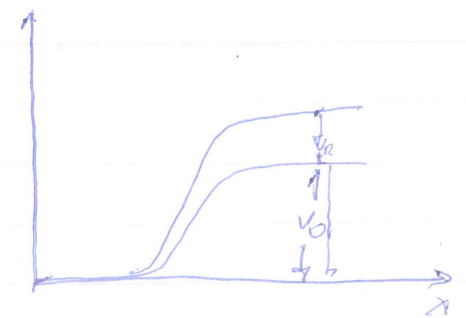


Fig. 3.13



TRANSIENT TIME

- $|V_R| < |V_{BK}|$ (REVERTA) \rightarrow TENSÃO EXTERNA
- APLICANDO V_R NOS TERMINAIS DO DIODO:
 - NO INÍCIO \rightarrow I REVERSO CIRCULA NOS TERMINAIS

DO LADO P P/ O LADO N;
 • $w_{dep} \uparrow$ E CARGAS NA CAMADA DE DEPLEÇÃO \uparrow
 \rightarrow EVENTUALMENTE $V_{CAMADA DEPLEÇÃO} > V_R$

EQUILÍBRIO \rightarrow ATINGIDO $I = (I_S - I_D)$

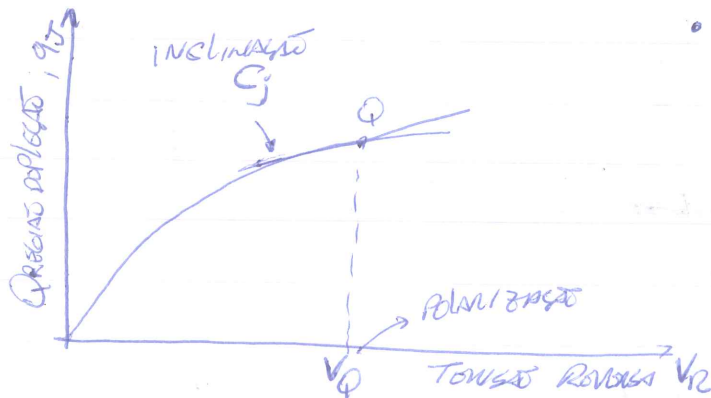
- NO INÍCIO, $I_{REVERSO} > I_S \rightarrow$ TRANSIENTE INICIAL

CARREGA A CAMADA DE DEPLEÇÃO E AUMENTA SUA TENSÃO P/ ~~UM~~ UM VALOR DE V_R VOLTS

- NO ESTÁGIO ESTÁVEL $\rightarrow I_D \approx 0$ E $I \approx I_S$

A CAPACITÂNCIA DE DEPLEÇÃO

ANALOGIA: JUNÇÃO PN = CAPACITOR $\Rightarrow V_{JUNÇÃO PN} \propto Q_{CAMADA DEPLEÇÃO}$



- NO LADO N: $qJ = qN = qN_0 \cdot x_n \cdot A$
 $x_n(w_{dep})$

$$qJ = q \frac{N_A N_0}{N_A + N_0} A w_{dep}$$

$w_{dep}(V_R)$

E $w_{dep} = w_{dep}(V_0) \text{ e } | + V_R \Rightarrow w_{dep} = w_{dep}(V_0 + V_R) :$

$$w_{dep} = \sqrt{\left(\frac{2\epsilon_s}{q}\right) \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_0}\right) (V_0 + V_R)}$$

$\epsilon C_j = \frac{d q_j}{d V_R} \Big|_{V_R = V_Q} \rightarrow$ CAPACITÂNCIA DE JUNTAS \rightarrow MUITO DIFÍCIL

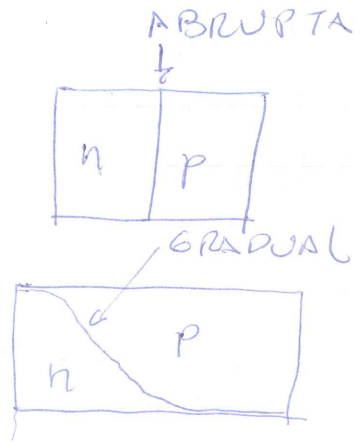
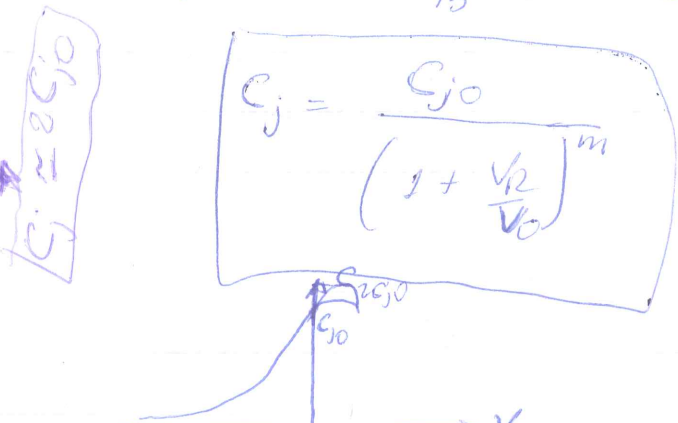
ALTERNATIVA \rightarrow TRATAR CAMADA DE DEPLEÇÃO COMO CAPACITOR DE PLACAS // \rightarrow cte Dielétrica do Si

$C_j = \frac{\epsilon_s A}{W_{OSP}}$

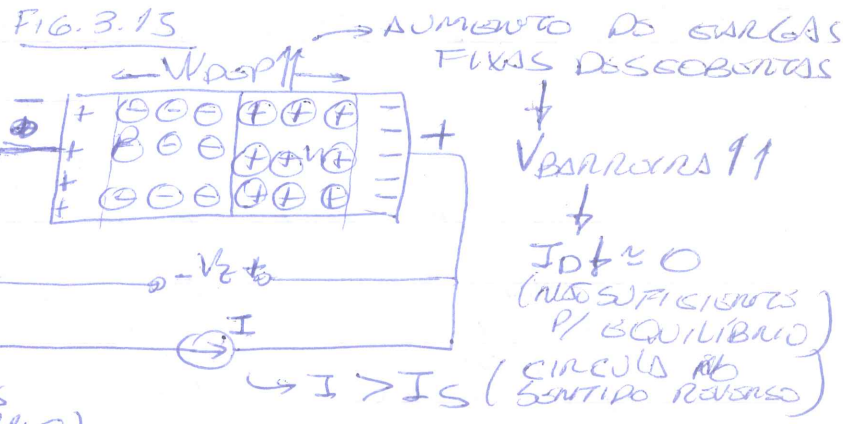
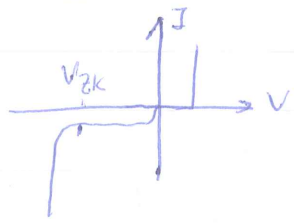
$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + V_R/V_0}}$ onde; $C_{j0} = A \sqrt{\frac{(\epsilon_0 q / N_A N_D)}{2(N_A N_D)} \left(\frac{1}{V_0} \right)}$

P/ POLARIZADA DIFUSA
 P/ $V_R = -V$
 $C_j \approx \epsilon C_{j0}$

\Rightarrow INSERINDO O COEFICIENTE DE GRADUAÇÃO DA JUNTAÇÃO $\rightarrow \frac{1}{3} \leq m \leq \frac{1}{2}$



3.3.4 A JUNTAS PN NA REGIÃO DE RUPTURA



COMO $I_0 \approx 0$ e $I > I_0$ (COND. DE NÃO EQUILÍBRIO)

PARA COMPENSAR \rightarrow $V_{BARRERAS} \uparrow \uparrow$ NA JUNTAS

\hookrightarrow P/ SUSTENTAR EXIGI-SS

UM $I_0 \uparrow \uparrow \rightarrow$ 2 MECANISMOS

→ EFEITO ZENER É O EFEITO AVALANÇHE

→ $P / V_Z < S_V \Rightarrow$ NORMALMENTE → EFEITO ZENER

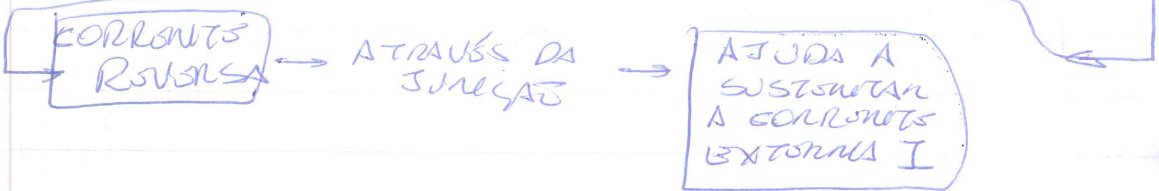
$S_V < V_Z < 7V \Rightarrow$ PODE SER EFEITO ZENER OU POR AVALANÇHE

→ $P / V_Z > 7V \Rightarrow$ RUPTURA POR AVALANÇHE

• RUPTURA ZENER → $\vec{M} \vec{E}$ NA CAMADA DE DEPLAÇAO
 ↳ QUEBRA LIGAÇÃO COVALENTE

GERA PAR
 E- LACUNAS

• e-s GERADOS → ACCELERADOS P/ O VAO N
 LACUNAS GERADAS → V V V V P



• INICIADO EFEITO ZENER → GERA GRANDES Nº DE PORTADORES → e- Desprezível AUMENTO NA TENSÃO DA JUNÇÃO

• I REVERSA → REGIÃO DE RUPTURA → POTENCIADA PLO CIRCUITO EXTERNO

• V REVERSA → TERMINAIS/DIODO $\approx V_Z$
 ↳ LACUNAS/LADO N
 ↳ ELÉTRONS/LADO P

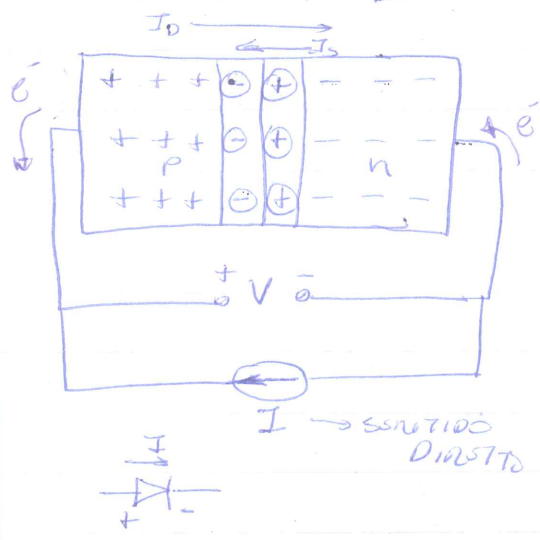
• RUPTURA/AVALANÇHE → PORTADORES MINORITÁRIOS → CRIAM A REGIÃO DE DEPLAÇAO DO \vec{E} SOB INFLUÊNCIA DO \vec{E}
 ↳ QUEBRAM LIGAÇÕES COVALENTES ENTRE ATOMOS
 ↳ CRIAM ENERGIAS CINÉTICAS
 ↳ COLIDEM e/ ATOMOS DA REDE

• PORTADORES/LIBERADOS → ENERGIA ALTA → PROVOCA A LIBERAÇÃO DE PORTADORES → POR COLISÃO IONIZANTE

RUPTURA de I
 VOLTENS de E. WOLFF

- PROCESSO \rightarrow COMO AVALANÇHE \rightarrow MUITOS PORTADORES SÓTILIZADOS \rightarrow SISTEMAM QUALQUER VALOR DE CORRENTE
- RUPTURA \rightarrow PODES MAS SER DESTRUTIVA \rightarrow DEPENDES DA POTENCIA DISSIPADA \rightarrow V_{ce} etc

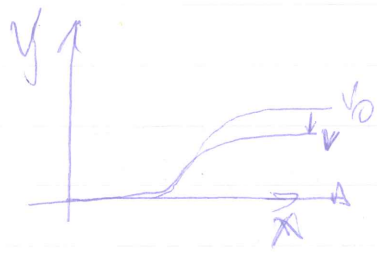
3.3.5 A JUNÇÃO PN NA CONDIÇÃO DE POLARIZAÇÃO DIRETA



- $I \rightarrow$ SENTIDO DIRETO \rightarrow RESULTA FORNECIMENTO
- PORTADORES MAJORITYS EM AMBOS OS LADOS DA JUNÇÃO: LASUNAS DO LADO P \rightarrow e^- DO LADO N

- PORTADORES MAJORITYS \rightarrow NEUTRALIZAM CARGAS FIXAS DIFERENCIAIS
- \downarrow
- $W_{DOP} \downarrow \downarrow$
- \downarrow
- $V_{BARRERA} \downarrow \downarrow$

- $V_{BARRERA} \downarrow \downarrow \rightarrow$ LASUNAS DO LADO P $\} \rightarrow$ CRUZAM A BARRERA $\} + e^-$ DO LADO N



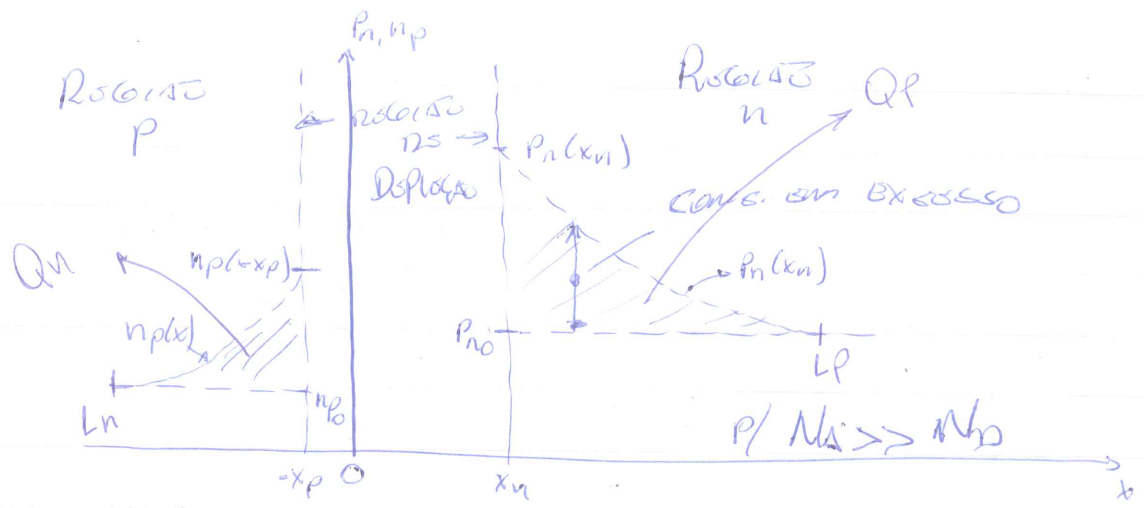
- CORRENTE DE DIFUSÃO $I_D \uparrow \uparrow$
- ATÉ O EQUILIBRIO ESTE ATINGIDO $I_D - I_S = I$

- $V_{BARRERA} < V_0 \Rightarrow V$ (APARECE NAS TERMINAIS/OCIDO) \rightarrow QUANTO SERÁ + DO QUE O ESTADO DE V VOLTS

- LASUNAS INJETADAS \rightarrow REGIÃO N \rightarrow NA CAUSA DE CONCENTRAÇÃO DE PORTADORES MINORITYS $\rightarrow P_n > P_{n0}$

- BORDA NA REGIÃO DE DIFUSÃO $\rightarrow (P_n - P_{n0}) \uparrow \uparrow \rightarrow$ COMPORTAMENTO EXPONENCIAL

FIG. 3.17



- ESTADO ESTÁVEL → PORÇÃO/CONC. DO EXCESSO DE PORTADORES MINORITÁRIOS ≈ cte
- ↳ $I_0 \gg I_s \Rightarrow$ LACUNAS INTÉGRADAS NO LADO n SÓ RECOMBINAM/SONTAM
- PI MANTÉM/EQUILÍBRIO
- ↳ N^o LOCAL DE e⁻s → DEVES SER FORNECIDO CIRCUITO EXTERNO

Resposta 0: FORNECIMENTO DE e⁻S NO LADO n

• PI O LADO P → SIMILAR

A Relação Corrente - Tensões

• conc. de portadores minoritários/bandas da W_{dep}
 $p_n(x_n) = p_{n0} e^{V/V_T} \rightarrow$ Lei de Junção

• na Região n → DIST. DO EXCESSO DE CONC. DE LACUNAS

$p_n(x) = p_{n0} + [p_n(x_n) - p_{n0}] e^{-(x-x_n)/L_p}$ → comprimento de difusão de lacunas no lado n

p/ $L_p \rightarrow 0 \Rightarrow$ + RÁPIDO AS LACUNAS SE RECOMBINAM

↳ RELACIONADO → TEMPO DE VIDA DOS PORTADORES MINORITÁRIOS τ_p

$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$

↳ cte de difusão → $J_p = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} (e^{V/V_T} - 1) e^{-(x-x_n)/L_p}$

$Q_p = J_p \tau_p$

p/ $x = x_n \rightarrow$ PI MANTÉM cte → LACUNAS INTÉGRADAS EM n

• p/ electrons: $x = -x_p$

$$J_n = q \frac{D_n}{L_n} n_{p0} (e^{V/V_T} - 1)$$

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$$

$$Q_n = \tau_n \cdot I_n$$

$$I = I_p + I_n = \frac{I}{A}$$

$$Q = Q_n + Q_p = \tau_n \cdot I_n + \tau_p \cdot I_p = \tau \cdot I$$

$$C_d = \frac{dQ}{dV}$$

$$\therefore I = A \left(\frac{q D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{q D_n n_{p0}}{L_n} \right) (e^{V/V_T} - 1)$$

$$C_d = \left(\frac{\tau}{V_T} \right) \cdot I$$

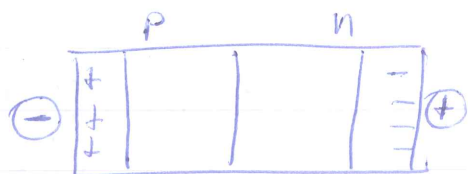
como $p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_D}$ e $n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_A}$

$$\therefore I = A q n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) (e^{V/V_T} - 1)$$

$$\text{OU } I = I_s (e^{(V/V_T)} - 1)$$

ONDE: $I_s = A q n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right)$

• Polarização Reversa \rightarrow $w_{dep} \uparrow \rightarrow$ BARREIRAS $\uparrow \uparrow \rightarrow E \uparrow \uparrow$

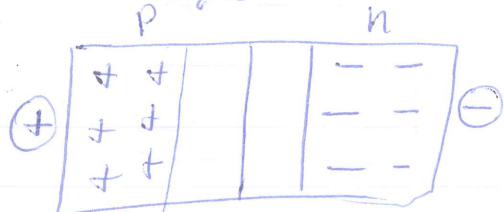


• $C_j \propto \frac{1}{w_{dep}} \rightarrow C_j \downarrow \downarrow$

$I_s \gg I_0$

• $w_{dep} \propto \frac{1}{DOPACON}$

• Polarização Direta \rightarrow



$w_{dep} \downarrow \rightarrow$ BARREIRAS $\downarrow \downarrow \rightarrow E \downarrow \downarrow$

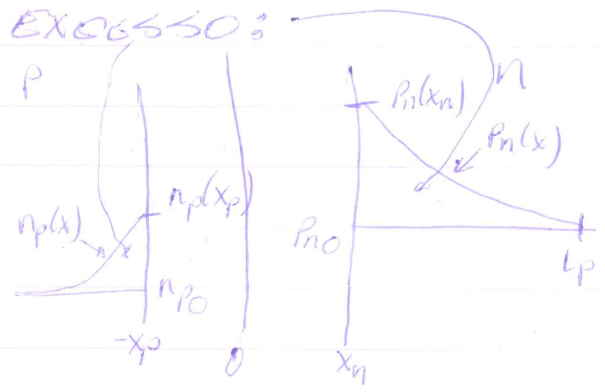
• $C_j \uparrow \uparrow$

• $I_0 \gg I_s$

CAPACITÂNCIA DE DIFUSÃO

- OPERAÇÃO/JUNÇÃO PN \Rightarrow EXCESSO DE PORTADORES MINORITÁRIOS ARMAZENADOS NAS REGIÕES N E P DO SEMICONDUTOR
- V TERMINAIS MUDA \Rightarrow ESTA CARGA PRECISA MUDAR P/ ATINGIR EQUILÍBRIO
- ARMAZENAMENTO/CARGA \Rightarrow EFEITO CAPACITIVO
 \hookrightarrow DISTINTO \Rightarrow CARGAS ARMAZENADAS NA REGIÃO DE DOPLOCAÇÃO

• CARGA ARMAZENADA DE PORTADORES MINORITÁRIOS EM EXCESSO:



$$Q_p = Aq \left[\text{ÁREA SOB A CURVA EXPONENCIAL } p_n(x) \right]$$

$$= Aq \left[p_n(x_n) - p_{n0} \right] L_p$$

$$= q \frac{p_p}{L_p} p_{n0} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$$

$$Q_p = \frac{L_p^2}{D_p} \cdot I_p \rightarrow A \cdot I_p$$

NA REGIÃO P
 P É MINORITÁRIO EM EXCESSO:

$$Q_n = \tau_n I_n$$

E $\frac{L_p^2}{D_p} = \tau_p$ (TEMPO DE VIDA DE LASER)

$$Q_p = \tau_p I_p$$

$$E Q = Q_n + Q_p = \tau_p I_p + \tau_n I_n = \tau_T I$$

ONDE: $\tau_T \rightarrow$ TEMPO DE TRÂNSITO MÉDIO DO DIODO

DIODO EI
 • NA PRÁTICA \rightarrow DIFERENÇAS DIFERENTES:
 $N_A \gg N_D \Rightarrow I_p \gg I_n, I \approx I_p, Q_p \gg Q_n, Q \approx Q_p$

$\tau_T \approx \tau_p$

• CAPACITÂNCIA DE DIFUSÃO:

$$C_d = \frac{dQ}{dV} \Rightarrow C_d = \left(\frac{\tau_T}{V_T} \right) \cdot I$$

CONSTANTE DO DIODO NO PTO DE POLARIZAÇÃO

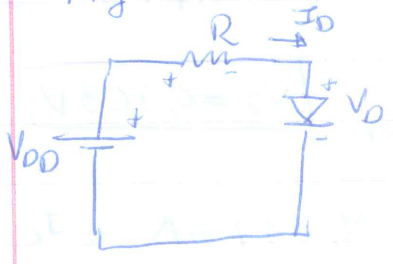
como:

- $C_d \propto I \rightarrow$ P/ POLARIZAÇÃO REVERSA $I \approx 0 \Rightarrow C_d \approx 0$
- P/ C_d PEQUENO $\rightarrow \tau_T$ PEQUENO \Rightarrow IMPORTANTE P/ APLICAÇÕES EM ALTA FREQ.

Resumo \rightarrow TABELA 3.1

3.4 ANÁLISE DE CIRCUITOS COM DIODOS

Fig. 3.18



• $I_D = ?$ e $V_D = ?$

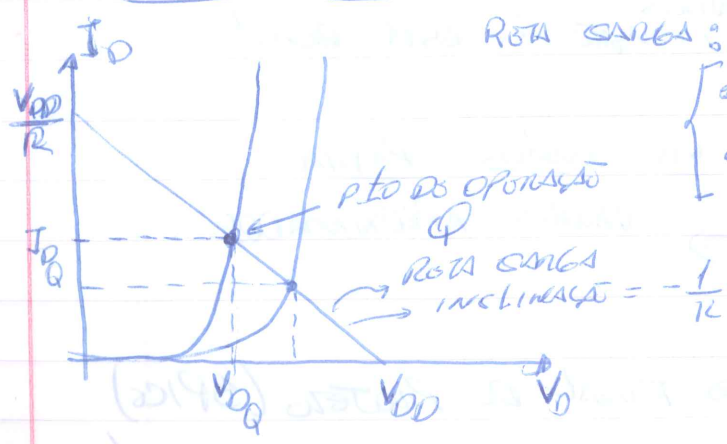
SUPONDO $V_{DD} \gg 0,5V \rightarrow I_D = I_S e^{V_D/V_T}$

$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R}$; SUPONDO $I_S \approx 10^{-10}$ DIODO CONVENCIONAIS PODAMOS DETERMINAR

I_D e V_D DAS CQS.

ALTERNATIVAS:

• ANÁLISE GRÁFICA



RETA CARGA: $V_{DD} = R \cdot I_D + V_D$

- P/ $V_D = 0 \rightarrow I_D = \frac{V_{DD}}{R}$
- P/ $I_D = 0 \rightarrow V_D = V_{DD}$

ANÁLISE ITERATIVA:

Exemplo: $V_{DD} = 5V$, $R = 1k\Omega$

DIODO c/ $I_M = 1mA$ p/ $0,7V$ e $\Delta V = 0,1/DECADE$

SOLUÇÃO: INICIA ITERAÇÃO SUPONDO $V_D = 0,7V$

$$\Rightarrow I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} = \frac{5 - 0,7}{1K} = 4,3mA$$

$$DIODO: V_2 - V_1 = 2,3\eta V_T \log\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$$

COMO $2,3\eta V_T \stackrel{60mV}{=} 0,1$ POIS $\Delta V = 0,1/DECADE$

$$\hookrightarrow \eta = \frac{100m}{60m} = \frac{5}{3} > 1$$

$$\therefore V_2 - V_1 = 0,1 \log\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \Rightarrow V_2 = 0,7 + 0,1 \log\left(\frac{I_2}{1mA}\right)$$

$$p/ V_1 = 0,7V \rightarrow I_1 = 1mA$$

$$I_2 = 4,3mA$$

$$V_2 = 0,763V$$

1ª ITERAÇÃO: $I_D = 4,3mA$ e $V_D = 0,763V$

$$2ª ITERAÇÃO: I_D = \frac{5 - 0,763}{1K} = 4,237mA = I_2$$

$$I_1 = 4,3mA$$

$$V_1 = 0,763V$$

$$V_2 = 0,763 + 0,1 \log\left[\frac{4,237mA}{4,3mA}\right] = 0,762V$$

2ª ITERAÇÃO: $I_D = 4,237mA$ e $V_D = 0,762V$

VALORES 2ª ITERAÇÃO \approx VALORES 1ª ITERAÇÃO \therefore ESTÁ BOM!

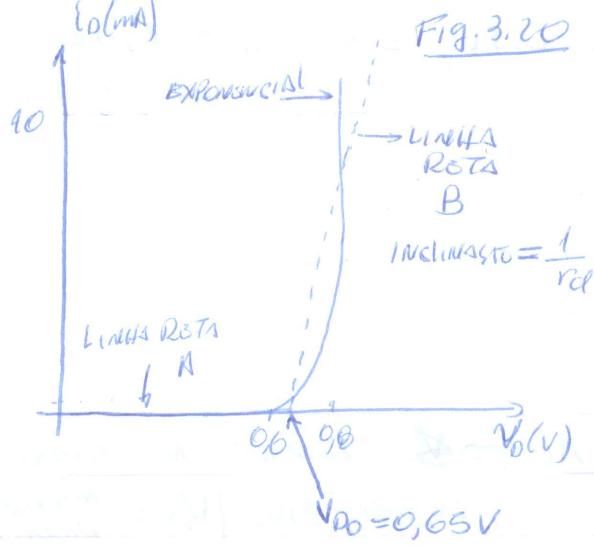
A NECESSIDADE DE UMA ANÁLISE RÁPIDA

• P/ ANÁLISE INICIAL \Rightarrow VALORES APROXIMADOS NO PROJETO

• VALORES EXATOS \Rightarrow FINAL DO PROJETO (SPICE) P/ ATINGIR O CIRCUITO!

Modelos Simplificados de Diodos

LINEARIZAR O I-V DO DIODO SIMPLIFICA A SOLUÇÃO



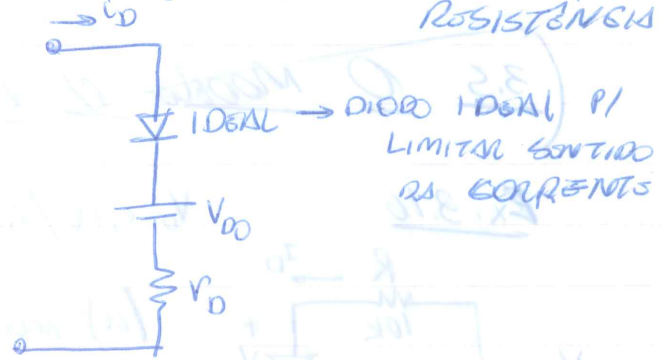
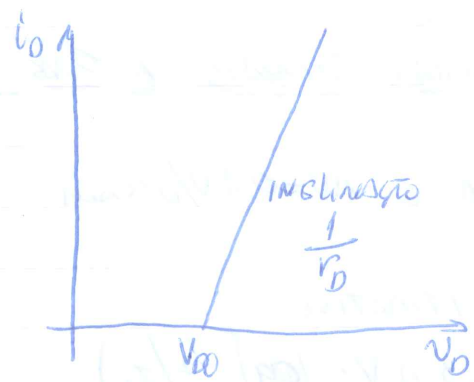
• P/ I ENTRE 0,1mA E 10mA
 → ERRO $\Delta V_D \ll 50mV$

• O modelo DE 2 RETAS

$$\begin{cases} i_D = 0, & v_D \leq V_{D0} \\ i_D = (v_D - V_{D0})/r_D, & v_D \geq V_{D0} \end{cases}$$

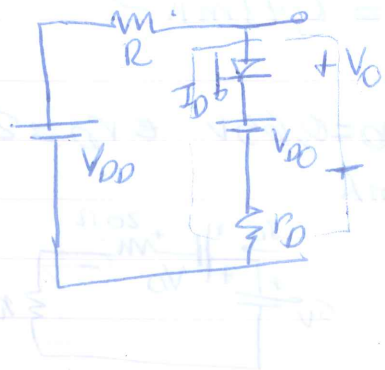
NA FIG: $V_{D0} = 0,65V$ e $r_D = 20\Omega$

• O modelo DE 2 SEGMENTOS ⇒ PODE SER REPRESENTADO PELO CIRCUITO EQUIVALENTE (Fig. 3.21) ⇒ MODELO DE BATERIA E/RESISTÊNCIAS



↳ SIMPLIFICA ANÁLISE DO CIRCUITO — Fig. 3.22

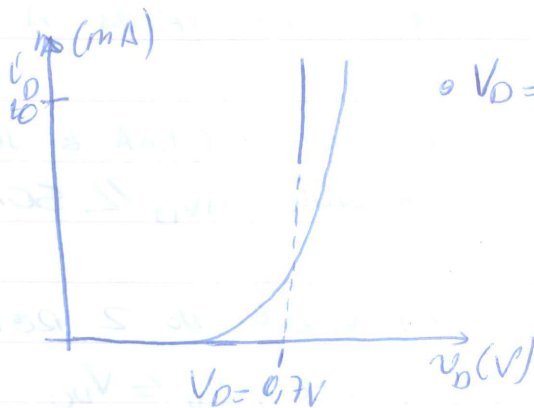
EXEMPLO 3.5 → $V_{D0} = 0,65V$ e $r_D = 20\Omega$ e DIODO c/ $\begin{matrix} 1mA \\ 0,7V \\ 0,1V/0,5mA \end{matrix}$



$$I_D = \frac{V_{D0} - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{5 - 0,65}{1k + 20} = 4,26mA$$

$$E \quad V_D = V_{D0} + I_D r_D = 0,65 + 4,26m \times 20 = 0,735V$$

O modelo de queda de tensão constante



$V_D = 0,7V$, então $V_D \leq 0,5V$
 p/ I_D entre 0,1 e 10mA

O modelo do diodo ideal \Rightarrow ~~é~~ tensão no circuito \Rightarrow ~~0V~~



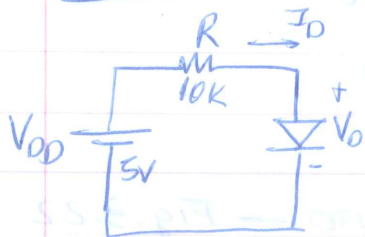
desprezável $V_D =$ modelo do diodo ideal

Comentário Final \Rightarrow Escolha entre compromisso entre modelos = precisão e complexidade
 \hookrightarrow vale p/ dispositivo

3.5 O Modelo p/ Permissões Simais e suas Aplicações

Ex. 3.16

$V_D = 0,7V / I_D = 1mA$ e $\Delta V = 0,1V / \Delta I_{10\%}$



(a) modelo iterativo

$$V_2 - V_1 = 2,3 \eta V_T \log \left[\frac{I_2}{I_1} \right]$$

$$\bullet V_2 - 0,7 = 0,1 \cdot \log \left[\frac{I_2}{1mA} \right]$$

$$I_D = \frac{5 - 0,663}{10k} = 0,434 mA$$

$$V_D = 0,663 + 0,1 \log \left[\frac{0,434}{0,1} \right]$$

$$V_D = 0,663V$$

$$\bullet I_D = \frac{5 - 0,7}{10k} = 0,43 mA$$

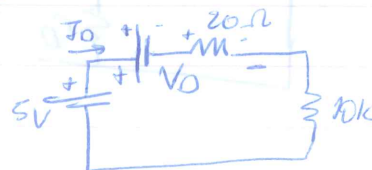
$$V_D = 0,663V$$

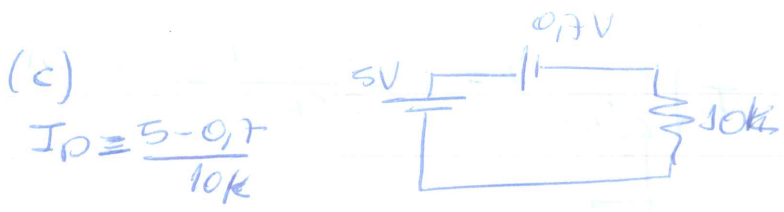
(b) modelo equivalente linear $V_{D0} = 0,65V$ e $r_D = 20\Omega$

$$I_D = \frac{5 - 0,65}{20} = 0,434 mA$$

$$20$$

$$V_D = 0,65 + 0,434 \cdot 20 = 0,659V$$





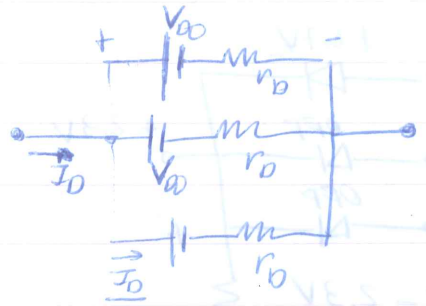
$$I_D \approx \frac{5 - 0,7}{10k}$$

$$I_D = 0,43mA \text{ e } V_D = 0,7V$$

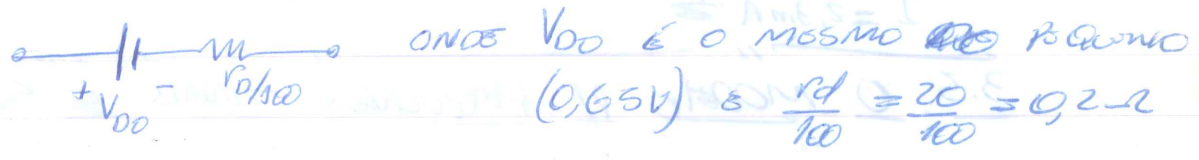
3.17 - DIODO GRANDES É EQUIVALENTE A 100 PEQUENOS DIODOS CONECTADOS EM PARALELO.

$$V = V_{D0} + \frac{I_D r_D}{100}$$

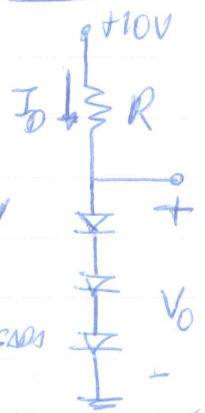
$$= V_{D0} + I_D \frac{r_D}{100}$$



∴ Assim o diodo grandes pode ser representado por



3.18 $V_D = 2,4V$ → CADA DIODO → QUOTA DE TENSÃO DEVE SER DE 0,8V

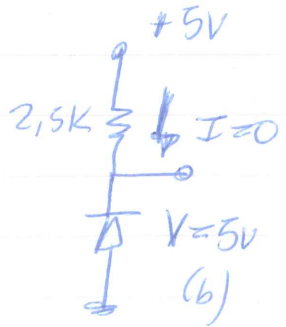
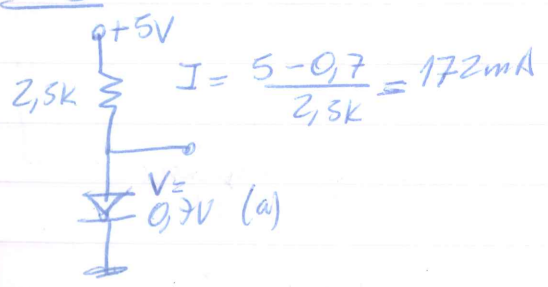


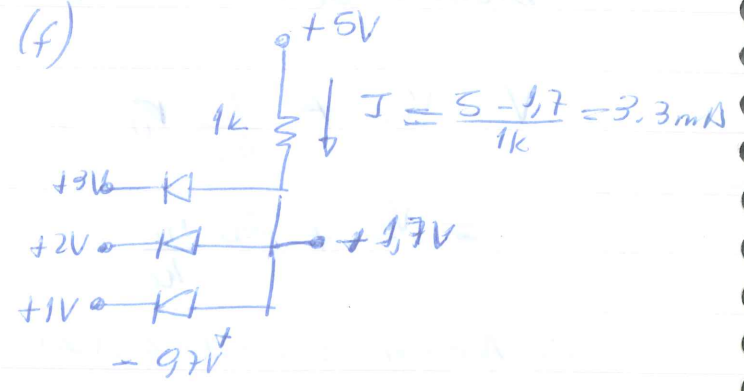
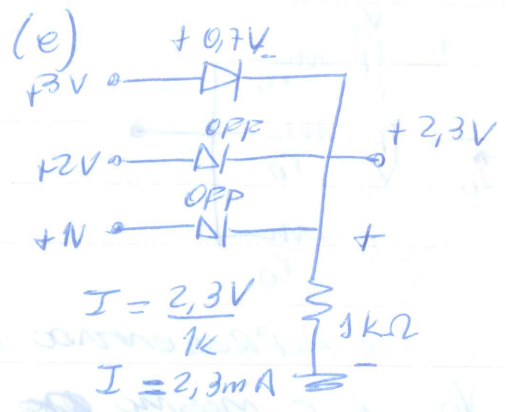
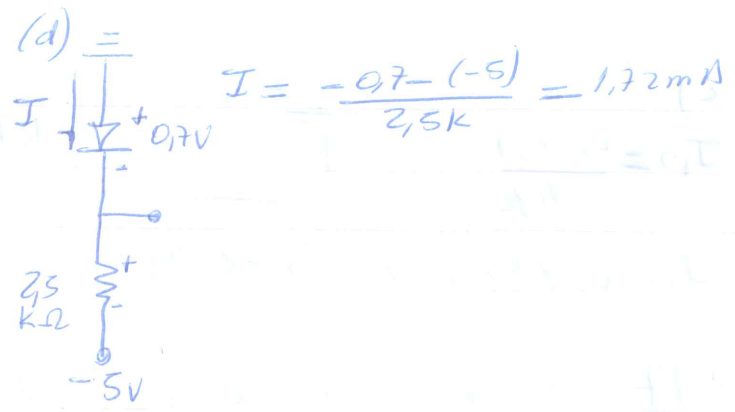
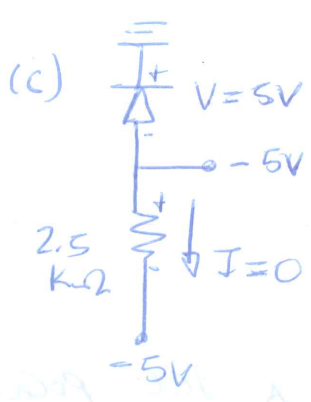
$P \approx 0,7V$
 $I = 1mA$
 $\Delta V = 0,2V / \text{diodes}$

100 CADA DO EQUIVALENTE ⇒ 0,1V
e 0,7V — 1mA
 $P \approx 0,8V$ — X } ⇒ X = 10mA

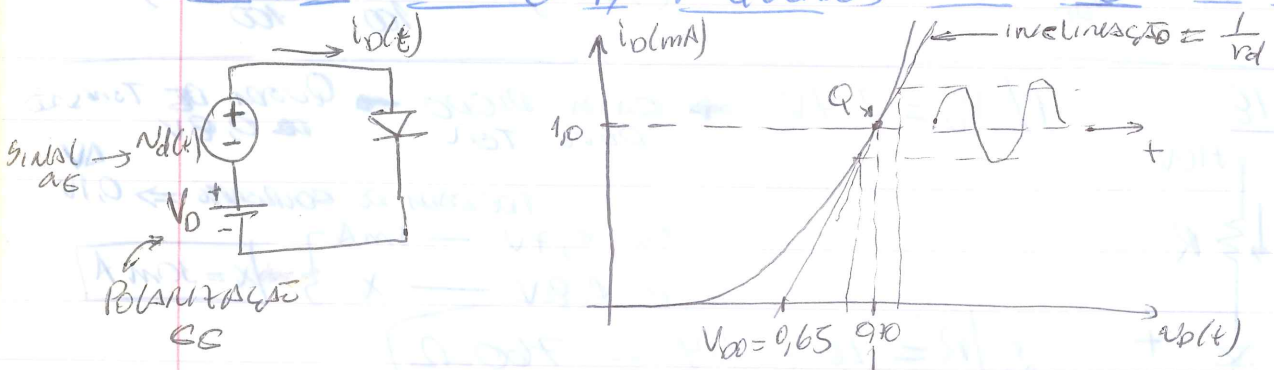
$$R = \frac{10 - 2,4}{10m} = 760 \Omega$$

3.19





3.5. O MODELO P/ PEQUENOS SINAIS E SUAS APLICAÇÕES



$v_D(t) = V_0 + v_d(t)$

$$i_D(t) = I_S e^{(V_0 + v_d)/nV_T}$$

$$= I_S e^{V_0/nV_T} e^{v_d/nV_T} = I_0 \cdot e^{v_d/nV_T}$$

Se $\frac{v_d}{nV_T} \ll 1 \Rightarrow$ APROX. por s'rie de Taylor: (APROX. P/ PEQUENOS SINAIS)

$$i_D(t) \approx I_0 \left(1 + \frac{v_d}{nV_T} \right) = I_0 + \frac{I_0 v_d}{nV_T}$$

como $i_D(t) = I_0 + i_d$ $\Rightarrow i_d = \frac{I_0 v_d}{nV_T}$

$i_d = g_d v_d \Rightarrow v_d = \frac{1}{g_d} = \frac{n V_T}{I_D} \Rightarrow$ RESISTANCIA/DROPO P/ Pequenas SINAIS
 • RESISTANCIA/INCREMENTAL

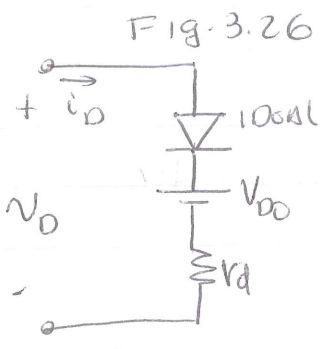
$r_d \propto \frac{1}{I_D} = \frac{1}{(tq \text{ da curva})}$

• Provar que $r_d = \left[\frac{\partial i_D}{\partial V_D} \right]_{i_D = I_D}$ p/ $v_d \ll n V_T \approx 25 mV$

NA PRÁTICA \Rightarrow FUNCIONA BOM P/ $v_d < 50 mV$

• TOMANDO $V_{D0} \Rightarrow$ INTERCEPTAÇÃO DA tq NO EIXO V

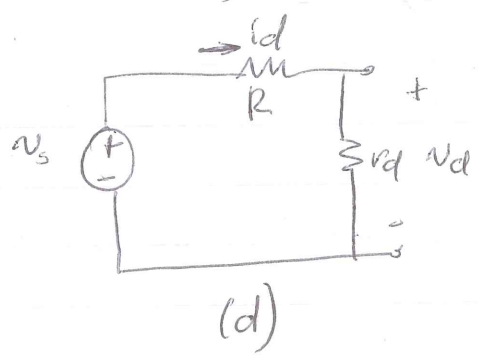
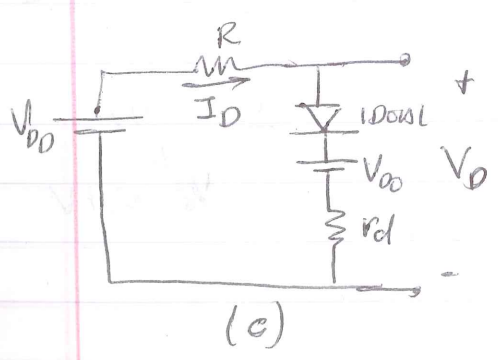
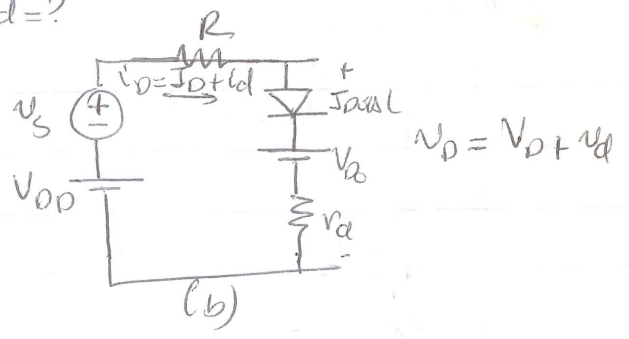
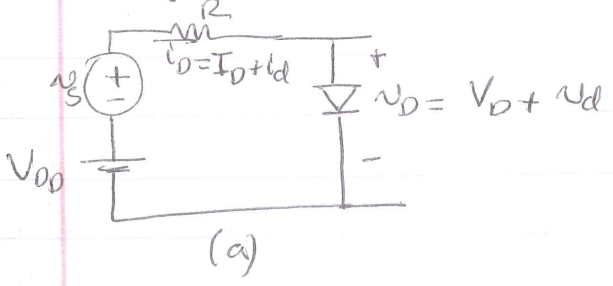
$\Rightarrow i_D = \frac{1}{r_d} (V_D - V_{D0}) =$ EQ. DO MODELO DIODO OPERANDO c/ PEQ. VARIAÇÕES NO PTO. Q



ASSIM:

$V_D = V_{D0} + i_d r_d$
 $= V_{D0} + (I_D + i_d) r_d$
 $= (V_{D0} + I_D r_d) + i_d r_d$
 $= V_D + i_d r_d \therefore v_d = i_d r_d$

Fig. 3.27 $\rightarrow i_d = ?$ e $v_d = ?$



$$\begin{aligned}
 V_{DD} + v_s &= i_D R + V_{DD} + i_D r_d \\
 &= (I_D + i_d) R + V_{DD} + (I_D + i_d) r_d \\
 &= I_D R + (V_{DD} + I_D r_d) + i_d (R + r_d) \\
 &= I_D R + V_D + i_d (R + r_d)
 \end{aligned}$$

• SEPARANDO CC E AC

$$\left\{ \begin{aligned}
 V_{DD} &= I_D R + V_D \rightarrow \text{FIGURA (c)} \\
 v_s &= i_d (R + r_d) \rightarrow \text{FIGURA (d)}
 \end{aligned} \right.$$

∴ ANÁLISE DE PEQUENOS SINAIS ⇒ PERMITE SEPARAR A ANÁLISE CC E ANÁLISE AC

ANÁLISE AC

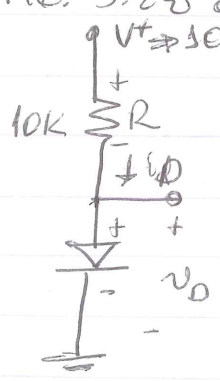
- ELIMINAR FONTES CC
- SUBSTITUIR DIODO POR r_d

⇒ PTO CIRCUITO DA FIGURA (d) → ~~DIODO~~ RESISTOR DE TENSÃO:

$$v_d = v_s \frac{r_d}{R + r_d}$$

EXEMPLO: 3.6 → FATOR EM CASA

FIG. 3.28 cc ac



60Hz
 10V sen(2πft)
 COMPONENTES AC → DEFIATO DA FONTE → ONDULAÇÃO DA FONTE → ripples

CALCULE V_D E r_d

PI DIODO c/ $V_D = 0,7V$
 E $I_D = 1mA$ e $n = 2$

• CORRENTE CC:

$$I_D = \frac{10 - 0,7}{10k} = 0,93mA \approx 1mA$$

$$V_D = 0,7V$$

∴ PTO Q: $I_D = 0,93mA$ e $V_D = 0,7V$

$$r_d = \frac{n V_T}{I_D} = \frac{2 \times 25m}{0,93m} = 53,8 \Omega$$

como $\Delta v_d = \frac{1}{3} \Delta v_b = 6,2 \text{ mV} \rightarrow$ VALOR MODOLO POR SINAIS

b) Considerando $R_L = 1 \text{ k}\Omega$

\Rightarrow ORENIA $I = \frac{2,1 \text{ V}}{1 \text{ k}} = 2,1 \text{ mA} \rightarrow$ REDUZ I_D
 $\hookrightarrow \Delta I_D = -2,1 \text{ mA}$

$\Rightarrow \Delta v_b = \Delta i_D \cdot r = -2,1 \text{ mA} \cdot 18,9 = -39,7 \text{ mV}$

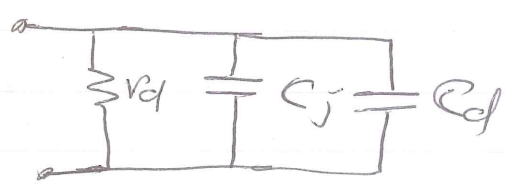
$\Rightarrow \Delta v_d = \frac{1}{3} \Delta v_b = -13,2 \text{ mV} > 10 \text{ mV}$

\therefore ACIMA DO LIMITE DO MODO DE Pequenos SINAIS

\rightarrow CÁLCULO PRECISO, MODO EXPONENCIAL $\Delta v_d = 35,5 \text{ mV}$

O MODO P/ ALTAS FREQUÊNCIAS DO DIODO

- O MODO PEQ. SINAIS ANTERIOR É RESISTIVO \rightarrow BAIXAS FREQS.
 - P/ $f \uparrow$ AGRANDECIMENTO EFETO DE CARGAS ACUMULADAS
- TAB. 3.2



Pto de polarização: I_D, V_D

$r_d = n V_T / I_D$

$C_d = (\tau_T / V_T) I_D$

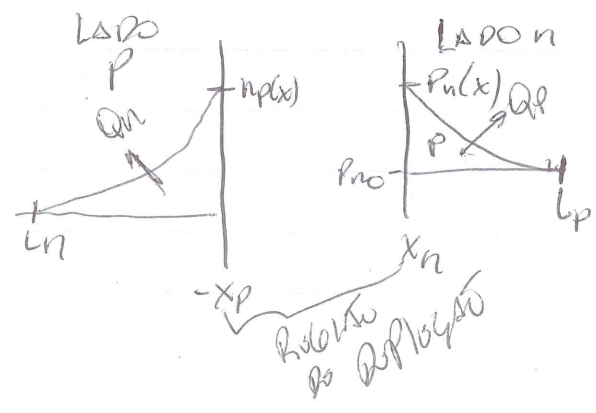
$C_j = C_{j0} / [1 - \frac{V_D}{V_b}]^m$ P/ $V_D < 0$

$C_j \approx 2 C_{j0}$ P/ $V_D > 0$

$Q = Q_p + Q_n$

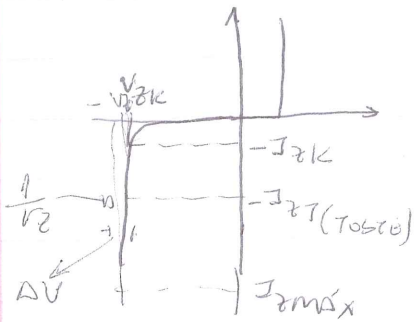
ONDS: $\tau_T \cdot I_D = \tau_p \cdot I_p + \tau_n \cdot I_n = \tau_T \cdot I_D$

\hookrightarrow TEMPO DE TRÁNSITO MÍDIO



3.6 Operação na Região de Ruptura/Reversa - Diodos Zener

Ruptura - $i-v$ n vertical $\Rightarrow N_D \approx cte \Rightarrow$ ^{USADO P/} REGULADOR/TENSÃO



\Rightarrow DIODOS ESPECIAIS = DIODOS ZENER

RUPURA = $\left\{ \begin{array}{l} \text{ZENER} \\ \text{OU} \\ \text{AVANÇHE (MAIS COMUM)} \end{array} \right.$

CATÁLOGO: $\left\{ \begin{array}{l} I_{ZK} = I_{Zmin} \\ (V_Z, I_{ZT}) \\ r_Z \\ P_{Zmax} \Rightarrow I_{Zmax} \end{array} \right.$

OPERA SE CATODO (+)

$\therefore V_Z > 0, I_Z > 0$

P/ $I > I_{ZK}$, $i-v$ n LINEAR

$\rightarrow r_Z =$ RESIST. INCREMENTAL } POUCOS Ω A
 " DINÂMICA } POUCAS DISTORÇÕES DE Q

$\Delta V = r_Z \cdot \Delta I$

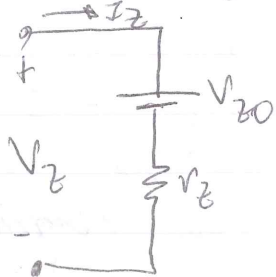
SE $I \rightarrow I_{ZK} \Rightarrow r_Z \uparrow \therefore$ EVITAR TRABALHAR AQUI!

$\rightarrow V_Z =$ [ALGUNS V A ALGUMAS CENTENAS DE V]

EX. P_{max} : EX: DIODO 0,5W e 6,8V

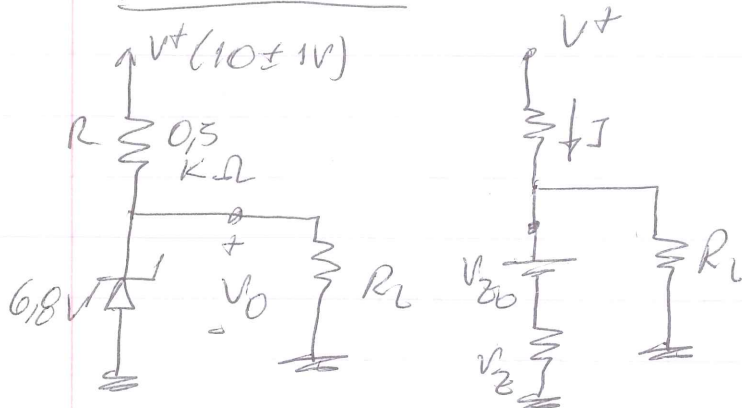
\Rightarrow LIMITAR $I = \frac{0,5}{6,8} = 70mA = I_{Zmax}$

MODELO: Fig. 3.32



$V_Z = V_{Z0} + r_Z \cdot I_Z$

Exemplo 3.8



$$V_{Z0} = ?$$

$$V_Z = 6.8V, I_{ZT} = 5mA$$

$$V_Z = 20\Omega \Rightarrow V_{Z0} = 6.7V$$

a) s/ carga:

$$I_Z = I = \frac{V^+ - V_{Z0}}{R + V_Z} = \frac{10 - 6.7}{0.5 + 0.02} = 6.35mA$$

$$\Rightarrow V_0 = V_{Z0} + I_Z \cdot V_Z = 6.7 + 6.35m \cdot 20 = 6.83V$$

$$b) \Delta V_0 = \Delta V^+ \frac{V_Z}{R + V_Z} = \pm 1 \cdot \frac{20}{500} = \pm 38.5mV$$

$$c) R_L = 2k\Omega \Rightarrow I_L = \frac{6.8}{2k} = 3.4mA$$

$$\Rightarrow \Delta I_Z = -3.4mA \Rightarrow \Delta V_0 = V_Z \cdot \Delta I_Z = 20 \cdot (-3.4m) = -68mV$$

$$d) R_L = 95k\Omega \Rightarrow I = \frac{6.8}{95} = 13.6mA$$

é impossível! pois $I_{max}(R) = \frac{10 - 6.8}{0.5} = 6.4mA$

$$\Rightarrow \text{Zener cortado ou } V_0 < V_{Z0}$$

$$\Rightarrow V_0 = V^+ \frac{R_L}{R_L + R} = 10 \times \frac{0.5}{0.5 + 0.5} = 5V$$

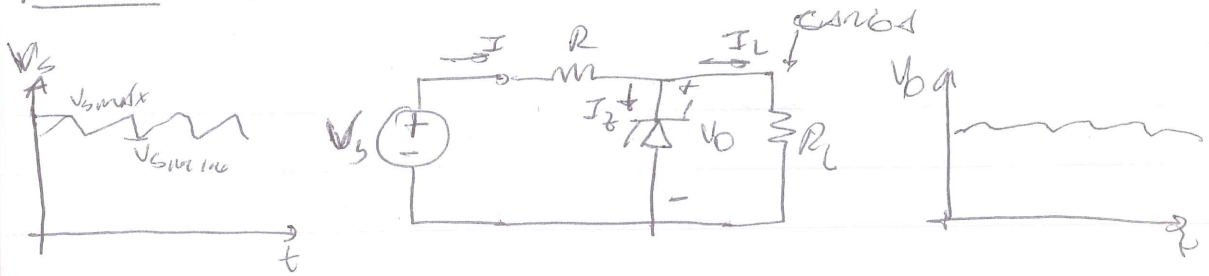
e) Limites de Regulação: $I_Z = I_{ZK} = I_{Zmin} = 0.2mA$

$$V_Z \approx V_{ZK} \approx 6.7V$$

$$\Rightarrow I_L(\text{máximo}) = I_{Rmin} - I_{Zmin} = \frac{9 - 6.7}{0.5k} - 0.2m = 4.4mA$$

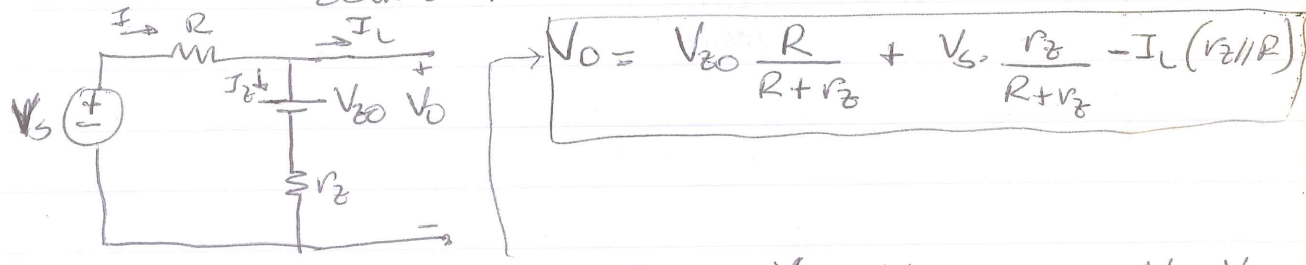
$$\Rightarrow R_L = \frac{6,7}{4,4m} \approx 1,5k\Omega$$

PROJETO DO REGULADOR ZENER PARALELO: FIG. 3.34



- DESSEJA-SE V_o MAIS ESTÁVEL POSSÍVEL $\propto \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s}$
- DESPINA-SE \Rightarrow REGULACÃO DE LINHAS $\equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} \text{ (mV/V)}$
- REGULACÃO DE CARGA $\equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \text{ (mV/mA)}$

• SUBSTITUINDO ZENER POR SEU MODELO:



$$V_o = V_{Z0} \frac{R}{R+r_Z} + V_s \frac{r_Z}{R+r_Z} - I_L (r_Z || R)$$

$$I = I_L + I_Z \Rightarrow \frac{V_s - V_o}{R} = I_L + \frac{V_o - V_{Z0}}{r_Z} \Rightarrow \frac{V_s}{R} - \frac{V_o}{R} = I_L + \frac{V_o - V_{Z0}}{r_Z}$$

$$\therefore V_o = \underbrace{V_{Z0} \frac{R}{R+r_Z}}_{\text{ESTO É DESEJÁVEL}} + \underbrace{V_s \frac{r_Z}{R+r_Z}}_{\text{DEPENDÊNCIA CI } \Delta V_s} - \underbrace{I_L (r_Z || R)}_{\text{DEPENDÊNCIA CI } \Delta I_L}$$

$$\therefore \text{REGULACÃO DE LINHAS} = \frac{r_Z}{R+r_Z}$$

$$\text{REGULACÃO DE CARGA} = -(r_Z || R)$$

\therefore SOLUCIONAR $\left\{ \begin{array}{l} \text{DIPLO CI } r_Z \downarrow \downarrow, \text{ usualmente } r_Z \ll R \\ R \text{ ALTO} \end{array} \right.$

PORÉM, SE $R \uparrow \uparrow \Rightarrow I_Z \downarrow \downarrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} r_Z \uparrow \\ \text{DESEMPELHO DO CIRCUITO} \end{array} \right.$

• $I_{Z\text{mín}} \text{ ocorre p/ } V_{Z\text{mín}} \text{ e } I_{L\text{máx}}$

$$V_S = R \cdot I + V_{Z0} + r_Z \cdot I_Z$$

∴ Pelo circuito $\Rightarrow R \leq \frac{V_{S\text{mín}} - V_{Z0} - r_Z I_{Z\text{mín}}}{I_{Z\text{mín}} + I_{L\text{máx}}}$

Exemplo 3,9 NÃO

PROJETAR REG. ZENER PARALELO q/ $V_0 \approx 7,5V$ p/

$V_S = 15A$ $25V$ e $I_L = 0$ a $15mA$

• DISPONÍVEL ZENER q/ $V_Z = 7,5V$ p/ $I_{ZT} = 20mA$,
 $r_Z = 10\Omega$

• CALCULAR R E DET. REGULAGEM DE LINHA E DE CARGA.

• DET. % DE ΔV_0 CORRESPONDENTE A MÁX ΔV_S E ΔI_L

SOL: $V_Z = 7,5$, $I_Z = 20mA$ e $r_Z = 10\Omega \Rightarrow$

• $V_{Z0} = V_Z - I_Z r_Z = 7,5 - 0,2 = 7,3V$

• $R = \frac{15 - 7,3 - 10 \cdot I_{Z\text{mín}}}{I_{Z\text{mín}} + 15mA}$ $\rightarrow I_{Z\text{mín}} = \frac{I_{L\text{máx}}}{3}$

$$R = \frac{15 - 7,3 - 10 \cdot 5mA}{5mA + 15mA} = 383\Omega$$

ADOTOU-SS $I_{Z\text{mín}} = \frac{1}{3} I_{L\text{máx}}$ A ARBITRÁRIO

• REG. LINHA = $\frac{r_Z}{r_Z + R} = \frac{10}{10 + 383} = 25,4 \text{ mV/V}$

• REG. CARGA = $-r_Z // R = -10 // 383 = -9,7 \text{ mV/A}$

$\Delta V_S = 10V \Rightarrow \Delta V_0 = 25,4 \text{ m} \times 10 = 0,254V$ ou $3,4\%$

$\Delta I_L = 15mA \Rightarrow \Delta V_0 = -9,7 \times 15mA = -0,145V$ ou -2%

O EFEITO DA TEMPERATURA:

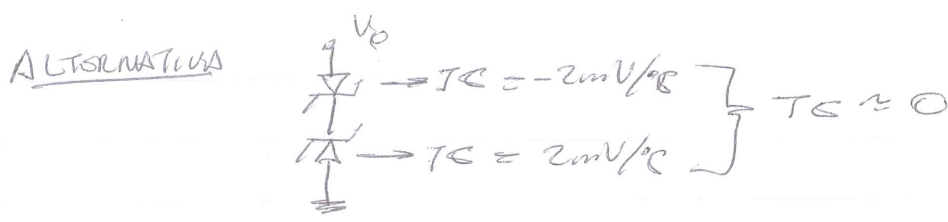
$\frac{\Delta V_Z}{\Delta T} = \text{COEF. DE TEMPERATURA TC OU TCO} = -mV/^\circ C$

TC DEPENDE DO TIPO E DA CORRENTE I_Z

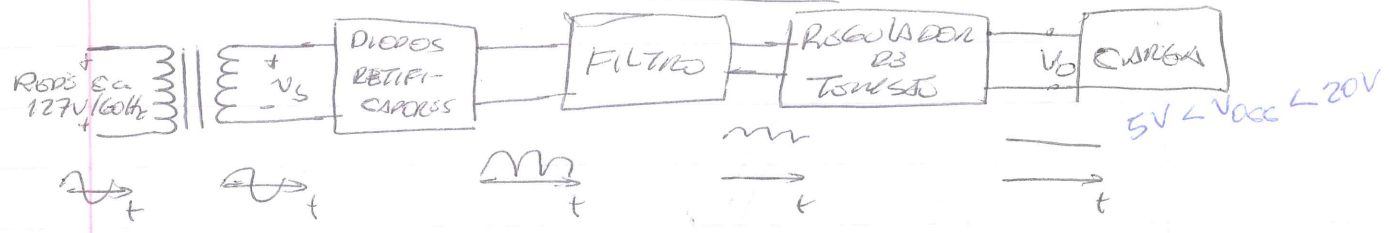
ZENER c/ $V_Z \leq 5V \rightarrow TC$ NEGATIVO

$V_Z \geq 5V \rightarrow TC$ POSITIVO

$V_Z \approx 0 \rightarrow TC \approx 0$

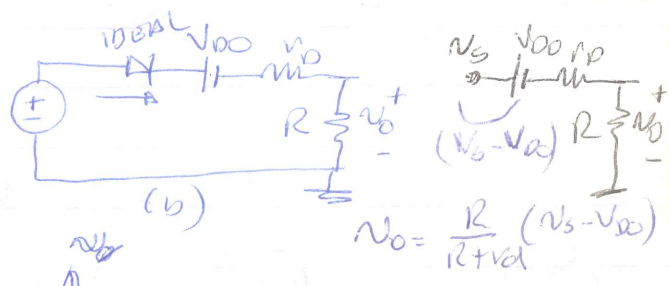
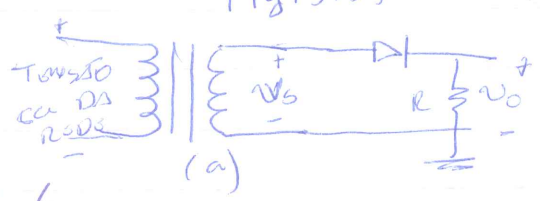


3.7 CIRCUITOS RETIFICADORES → APLICAÇÕES + IMPORTÂNCIAS



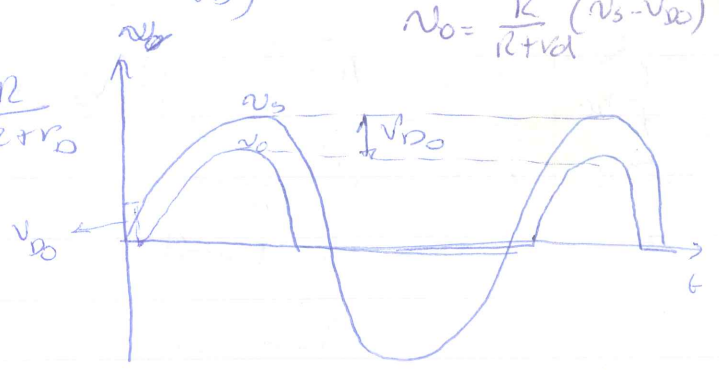
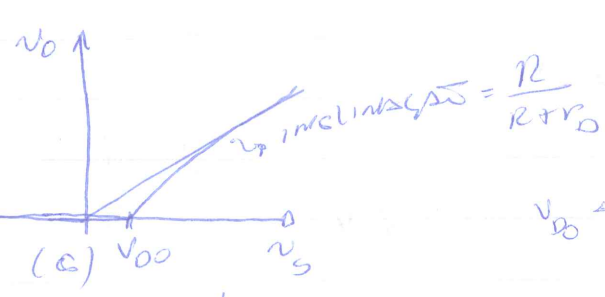
0 RETIFICADOR DE 1/2 ONDA → UTILIZA 1/2 DOS SEMI CICLOS

Fig. 3.37



Princípio da superposição

$N_{OB} = \frac{R}{R+r_D} \cdot N_s$



$P/V_s < V_{DO} \rightarrow N_o = 0$

$P/V_s \geq V_{DO} \rightarrow N_o = \frac{R}{R+r_D} V_s - \frac{V_{DO} R}{R+r_D}$

→ CURVA DE TRANSFERÊNCIA DA Fig. (c)

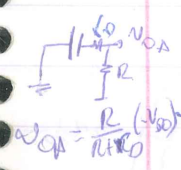
se $r_D \ll R \rightarrow N_o = V_s - V_{DO} \rightarrow$ Fig. 3.37(d)

DIODO DEVE ATENDER AS CARACTERÍSTICAS:

- a) CAPACIDADE DE CORRENTES EXIGIDAS
- b) TENSÃO DE PICO INVERSA = PIV (PEAK INVERSE VOLTAGE)

$PIV = V_s = \text{PICO}$

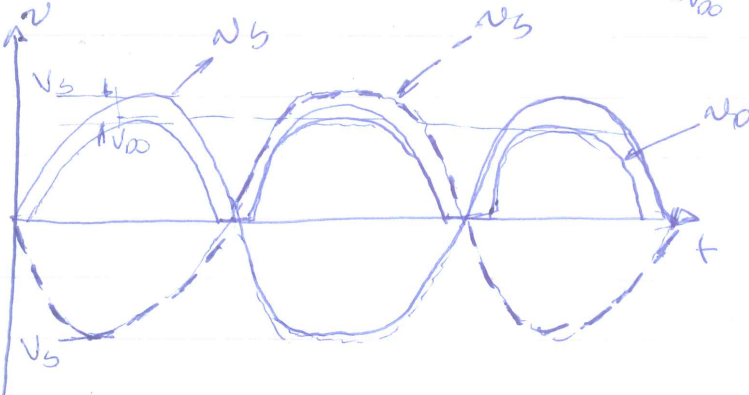
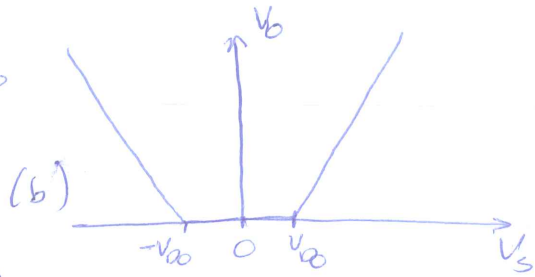
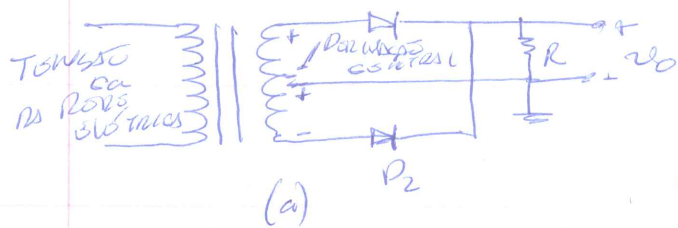
POR SEGURANÇA → DIODO < 1 PIV = 1,5 V_s



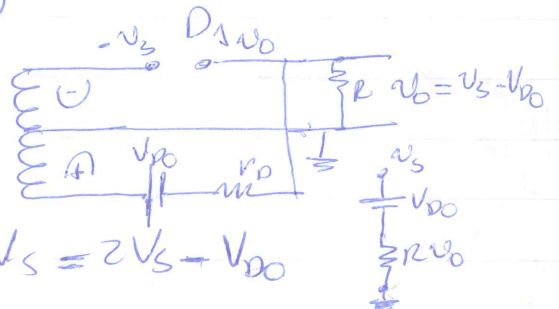
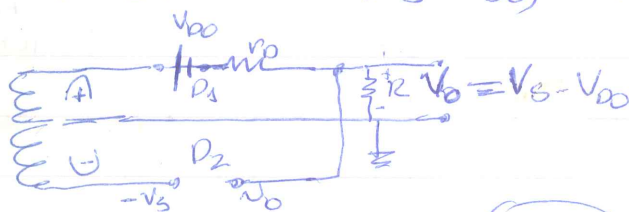
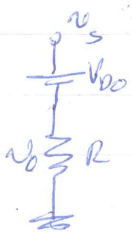
125

INVERTIDO O SINAL DO \odot

O RETIFICADOR DE ONDA COMPLETA \rightarrow Fig. 3.98



\therefore APROXIMADAMENTE \rightarrow MELHOR DIODOS: $PIV = (V_S - V_{D0}) - (-V_S)$

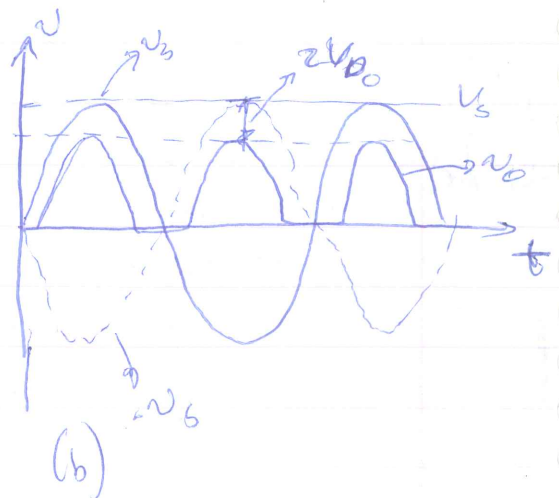
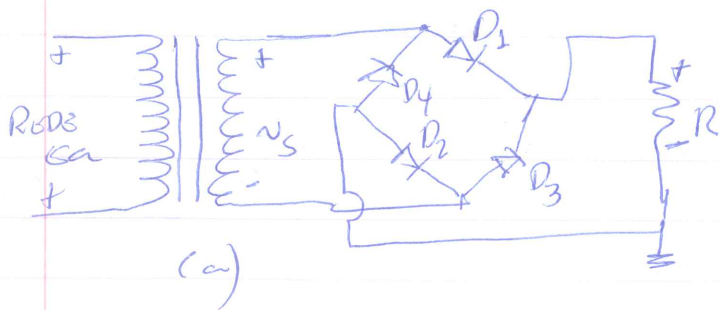


$$V_R = V_0 + V_S = (V_S - V_{D0}) + V_S = 2V_S - V_{D0}$$

\therefore DIODO DEVE SUPORTAR O DOBRO DE TENSÃO DO RETIFICADOR DE $\frac{1}{2}$ ONDA

O RETIFICADOR EM PONTE

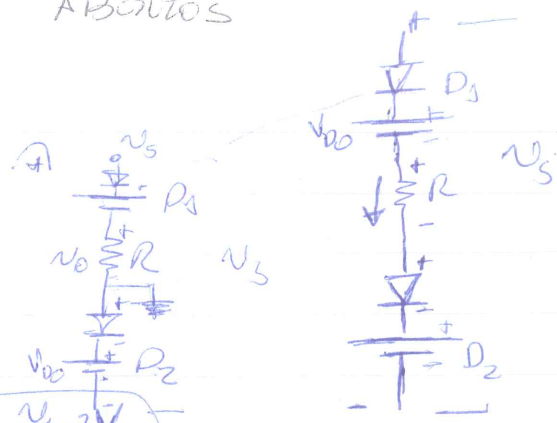
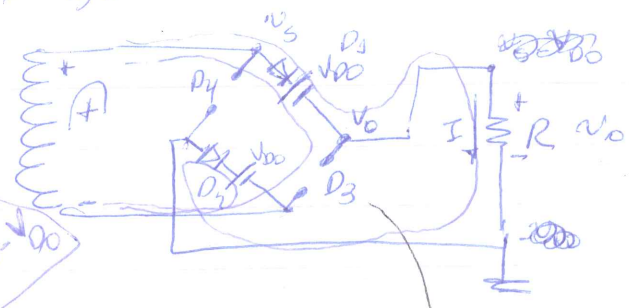
FIGURA 3.39



126

$D_3 \text{ e } D_2$ / $D_3 \text{ e } D_4$
 ABSENTES

Semi-ciclo (+) → CONDUZEM

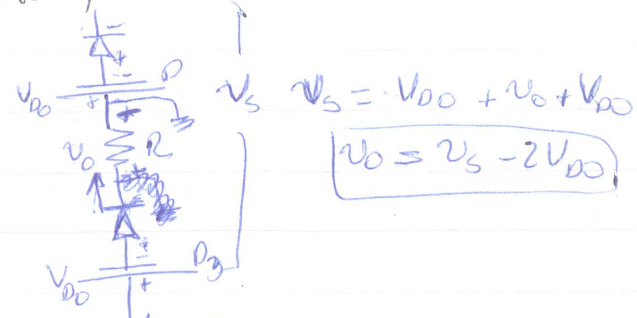
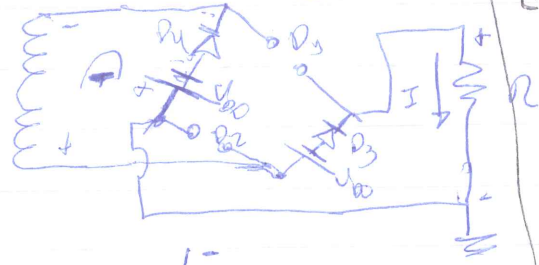


$V_{D3} = V_s - V_{D0}$
 $V_{D4} = 3V_{D0}$

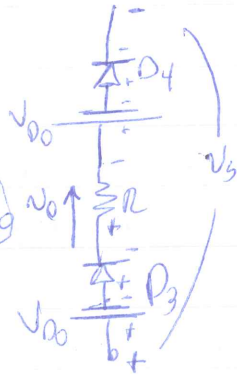
$V_s = V_{D0} + V_0 + V_{D0} \Rightarrow V_0 = V_s - 2V_{D0}$

Semi-ciclo (-) →

$D_3 \text{ e } D_4$ / $D_1 \text{ e } D_2$
 ABSENTES



$V_0 = V_s - 2V_{D0}$



$V_0 = V_s - 2V_{D0}$

$V_{D3}(\text{Rev.}) = V_0 + V_{D2}(\text{Direto}) = V_0 - (-V_{D0}) = V_0 + V_{D0}$

$V_{D3}(\text{Rev.}) = V_0 - (-V_{D0}) \Rightarrow V_{D3}(\text{Rev.}) = V_s - V_{D0}$

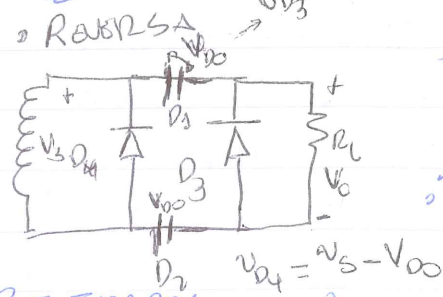
$V_{D3} = V_0 - (-V_{D0})$

$V_0 = V_{D3} - V_{D0} \Rightarrow V_{D3} = V_0 + V_{D0}$

Semi-ciclo (+)



$V_s = V_{D4} + V_{D0}$
 $V_{D4}(\text{Rev.}) = V_s - V_{D0}$
 $\therefore \text{PIV} = V_s - V_{D0}$



$V_{D3} = V_s - 2V_{D0} + V_{D0}$

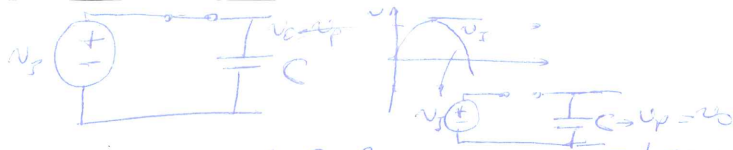
$V_{D3}(\text{Rev.}) = V_s - V_{D0}$

$\therefore \text{PIV} = V_s - V_{D0}$

$\therefore \text{PIV} \approx \frac{1}{2} \text{PIV}(\text{Retificação completa}) = \text{VANTAGENS}$

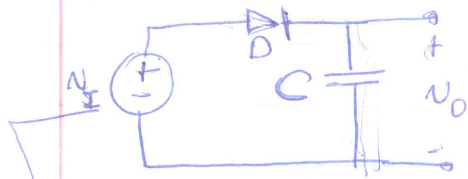
TRANSFORMADOR SI FORNECE CONTA → NECESSITA 1/2 USU-
 RAS NO SECUNDARIO

é o RETIFICADOR (+) COMUM!



O RETIFICADOR E/ CAPACITOR DE FILTRO - RETIFICADOR DE PICO
 CAPACITOR DE FILTRO $\rightarrow \Delta V_o \downarrow$

FIG. 3.40



Retificador de 1/2 onda + C e carga

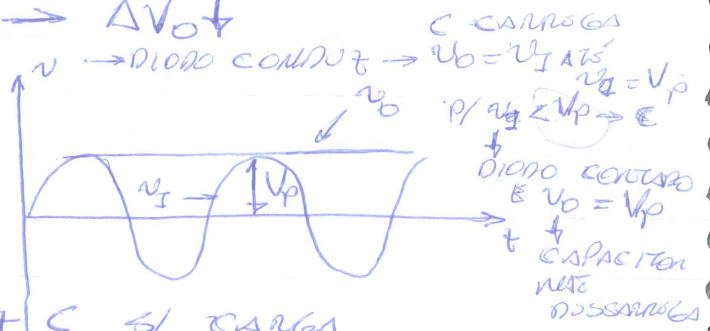
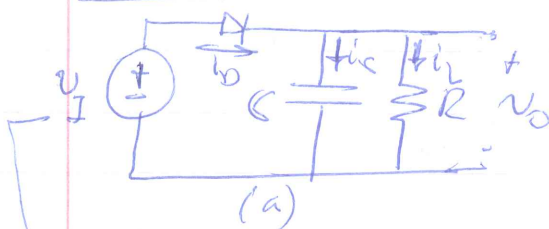
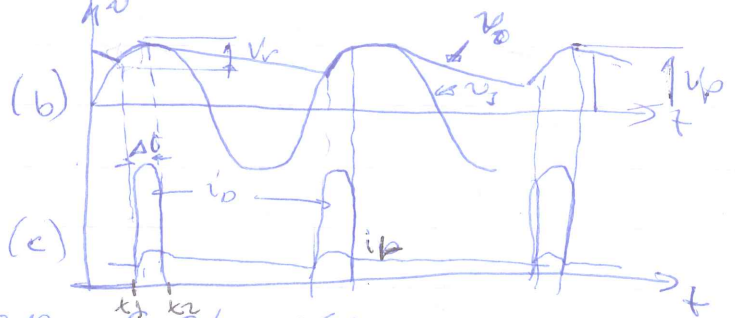


FIG. 3.41



(a)

Retificação + 1/2 onda + C e carga



Escolher C tal que $RC \gg T \Rightarrow \Delta V_o \downarrow$

carreg: $i_C = \frac{v_o}{R}$ • diodo: $i_D = i_C + i_L = C \frac{dv_o}{dt} + i_L$

FIG. 3.41(b) mostra que:

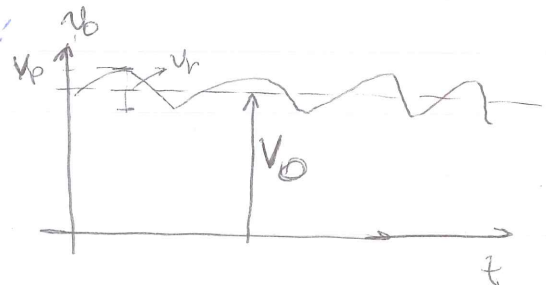
1. O diodo \rightarrow conduz \rightarrow em $\Delta t \rightarrow$ carrega C
2. Tempo restante \rightarrow tempo de descarga de C em R
3. Diodo ideal \rightarrow conduz em $t_1 \Rightarrow v_s \geq v_o$ a queda exponencial
4. carga p/ em $t_2 \Rightarrow i_D = 0$
5. com o diodo \rightarrow capacitor descarrega em R e v_o cai exponencialmente e/ste do tempo RC \rightarrow dt descarga e T e $v_o = V_p - V_r \rightarrow$ v de ondulação
6. p/ RC \gg T $\Rightarrow V_r \rightarrow 0 \Rightarrow v_o \approx \text{cte} \approx V_p =$ tensão CC e $i_L \approx \text{cte} \approx I_L$ (comparativos)

$$i_L = \frac{V_p}{R}$$

Tensão p/ e de saída (média):

$$V_o = V_p - \frac{1}{2} V_r$$

$$V_o = V_{\text{min}} + \frac{1}{2} V_r$$



→ CORTA DO DIODO: $N_0 = V_p e^{-t/RC}$ → FINAL DO INTERVALO $\Delta t_{\text{DESSARCA}} \approx T$ → $V_p - V_r = V_p e^{-T/RC}$ → POLÍCRO T

→ PI RC $\gg T \Rightarrow e^{-T/RC} \approx 1 - T/RC \Rightarrow V_p - V_r = V_p (1 - T/RC)$
 → $\therefore V_r = V_p \frac{T}{RC}$ como $f = 1/T \Rightarrow V_r = \frac{V_p}{fRC}$

→ PODE SE DETERMINAR Δt DE CONDUÇÃO DO DIODO:

$V_p \cos \omega \Delta t = V_p - V_r$ PI $\omega \Delta t \ll 1 \Rightarrow \cos \omega \Delta t \approx 1 - \frac{1}{2}(\omega \Delta t)^2$

ATÉ AQUI $\Rightarrow \omega \Delta t \approx \sqrt{2V_p/V_r}$

→ ANÁLISES DO V_r E Δt SÃO SIMILARES P/ RETIFICADORES DE ONDA COMPLETA E SEM PONTE → USAR FILTRO CAPACITIVO

$i_{\text{cond}} = ?$ $i_{\text{cond}} \text{ DURANTE A CONDUÇÃO}$

$Q_{\text{FONTEIDA}} = i_{\text{cond}} \Delta t$
 $Q_{\text{PERDIDA}} = CV_r$ $\Rightarrow i_{\text{cond}} = I_L (1 + \pi \sqrt{2V_p/V_r})$

$I_L = \frac{V_p}{R}$
 FOI USADO:

$i_D = i_C + i_L$ c/ $i_{\text{cond}} \approx V_p/R$; $V_r = \frac{V_p}{fRC}$; $\omega \Delta t \approx \sqrt{2V_p/V_r}$

⇒ SIMILARMENTE: $i_{\text{ponte}} = I_L (1 + 2\pi \sqrt{2V_p/V_r})$
 se $V_r \ll V_p \rightarrow i_{\text{cond}} \gg I_L$
 $i_{\text{ponte}} \approx 2 i_{\text{cond}}$

EXEMPLO 3.10 Ret. π / $V_p = 100V$, $f = 60\text{Hz}$, $R = 10k\Omega$

Calcule C p/ $V_r = 2V$

Δt de condução do diodo
 i_{cond} , i_{ponte}

SOL:

$V_r = \frac{V_p}{fRC} \rightarrow C = 83,3 \mu F$

$$\omega t = \sqrt{2V_r/V_p} = 0,2 \text{ rad} \therefore \frac{0,2}{2\pi} \times 100 = 3,18\% \text{ de erro}$$

$$I_L = \frac{V_p}{R} = \frac{100}{10k} = 10 \text{ mA} \Rightarrow I_{\text{omá'd}} = 324 \text{ mA}$$

$$I_{\text{omá'x}} = 638 \text{ mA}$$

g) el RETIFICADOR DE PICO DE ONDA COMPLETA

$$\text{Fig. 3.42} \Rightarrow f \text{ de onda} = 2f$$

$$T \quad \quad \quad = \pi/2$$

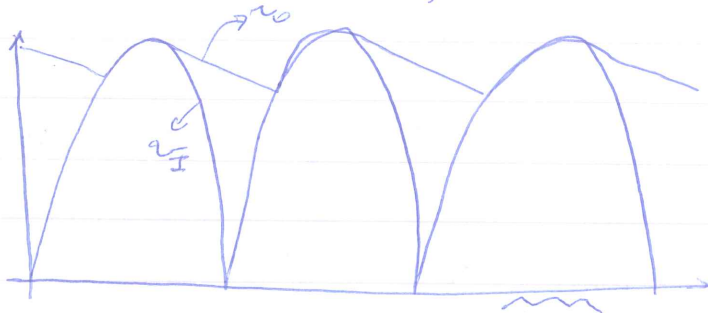
$$\Rightarrow V_r = \frac{V_p}{2fCR}$$

$$\omega t = \sqrt{\frac{2V_r}{V_p}}$$

$$I_{\text{omá'd}} = I_L \left(1 + \pi \sqrt{\frac{V_p/2V_r}{}} \right) \approx \frac{1}{2} \text{ (1/2 onda)}$$

$$I_{\text{omá'x}} = I_L \left(1 + 2\pi \sqrt{\frac{V_p/2V_r}{}} \right) \approx \frac{1}{2} \text{ (1/2 onda)}$$

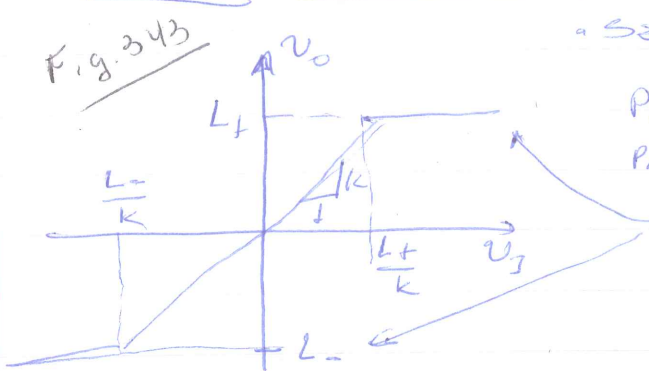
\(\therefore\) p/ medidas $V_p, f, R \text{ e } V_r \Rightarrow$ necessita-se $\frac{1}{2} C!$



3.8 CIRCUITOS LIMITADORES E GRAMPADORES

↳ APLICAÇÕES → NÃO LINEARES

- CIRCUITOS LIMITADORES

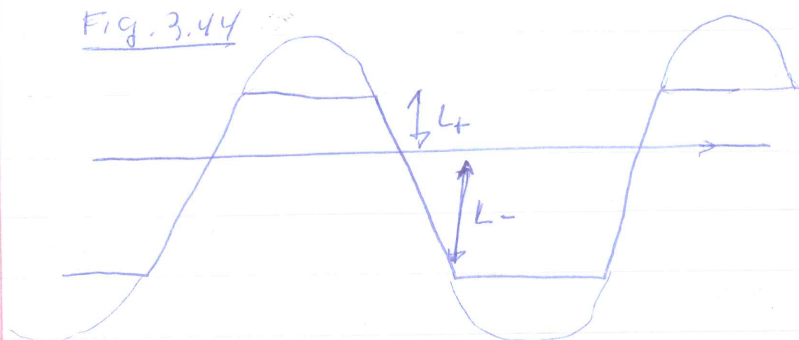


• Se $L_- \leq v_i \leq L_+ \Rightarrow v_o = k \cdot v_i$

$|k| > 1 \rightarrow$ LIMITADOR ATIVO

$|k| < 1 \rightarrow$ LIMITADOR PASSIVO

LIMITADOR DUPLO

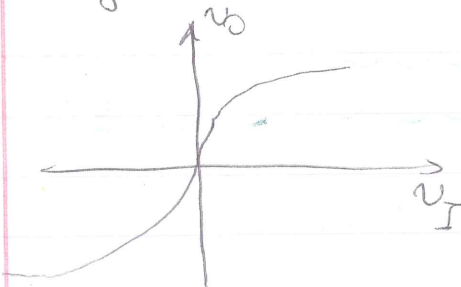


→ SAÍDA CEFADA

↓
CIRCUITO CEFADOR

Fig. 3.43 → LIMITADOR RÍGIDO (v_o ABRUPTO)

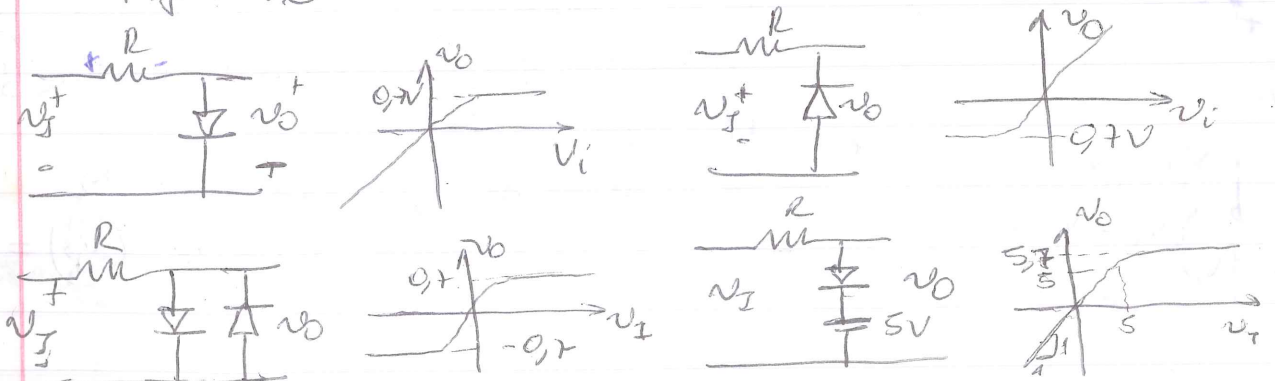
Fig. 3.45 → LIMITADOR SUAVE

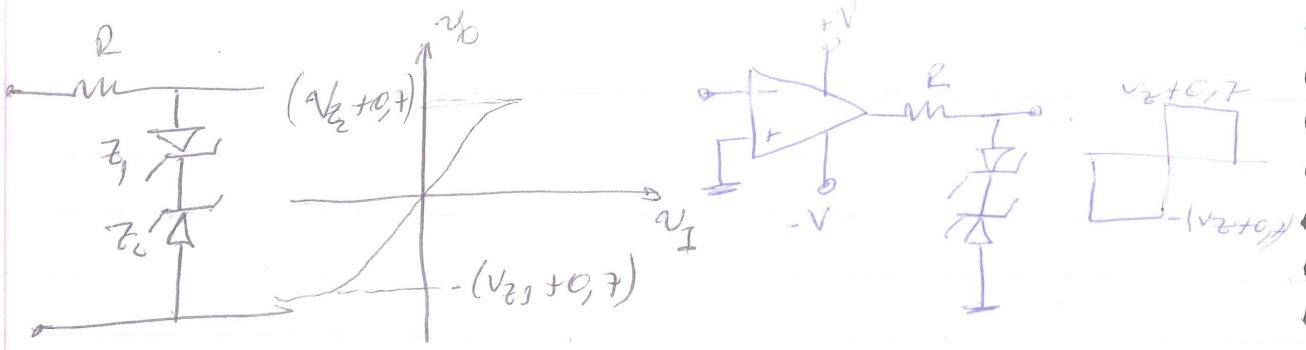


• LIMITADORES TSM
APLICAÇÕES EM SIST.
DE PROCESSAMENTO DE
SINAIS

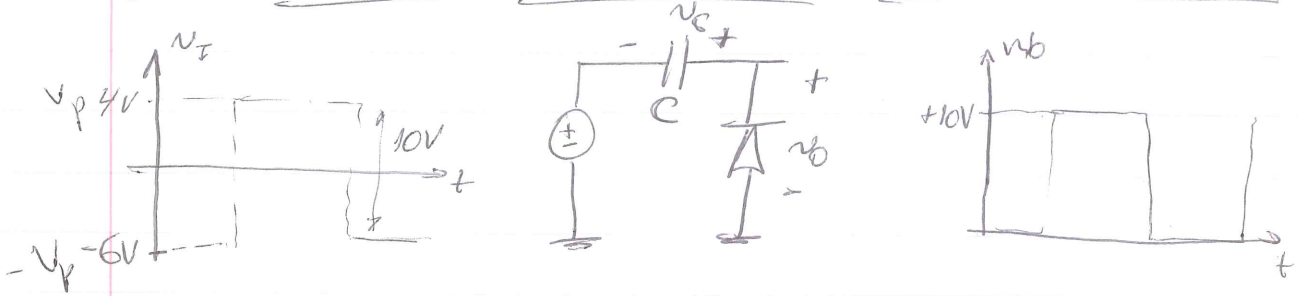
EX: LIMITAR v_{in} em Op. Amp, EVITA RUPTURA DOS TRANSISTORES DE ENTRADA.

Fig. 3.46





O CIRCUITO GRAMPADOR OU RESTAURADOR DE EC

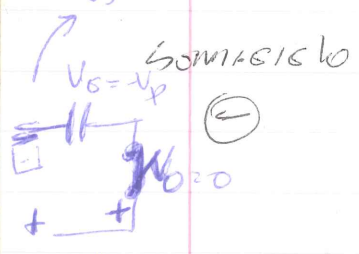


→ POLARIDADE DO DIODO ⇒ C CARREGADA E O VALOR DE TENSÃO V_C IGUAL AO VALOR NEGATIVO DO PICO DE TENSÃO DE ENTRADA

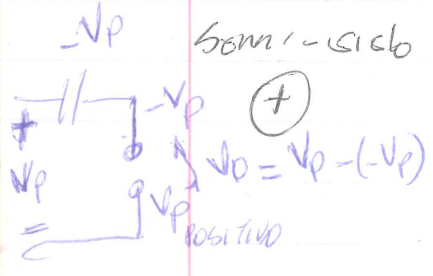
~~PROBLEMA DO DIODO E CARREGA~~

→ CAP. CARREGA DURANTE $v_i < 0$ e SEU VALOR NO PULSO > 0 , DIODO CORTA E $Q = C \cdot V_{in}$

$v_o = v_i + v_c \therefore v_o = v_i + V_{sc}$



SEMIPRIMO
 CAPACITOR CARREGA ⇒ $V_C = -V_{PICO}$
 $v_o = v_i + v_c \Rightarrow v_o = v_i - V_C$
 $v_o = v_p + V_P$



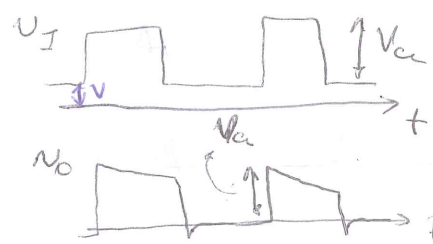
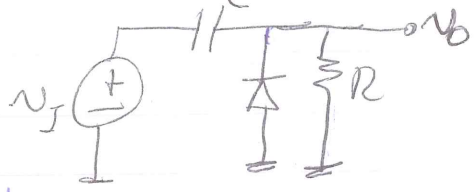
SEMISEGUNDO
 CAPACITOR NÃO DESCARREGA ⇒ $V_C = -V_{PICO}$
 $v_o = v_i - v_c$
 $v_o = v_p - (-v_p) = 2v_p$

CIRCUITO GRAMPADOR

→ O DIODO GRAMPÇA O VALOR MÍNIMO DE V_0 EM TENSÃO!

EX: APLICAÇÕES → TRAZ DE PULSOS DIGITAIS → TRAZ UNIFORME ATRAVÉS DE UM ACOPLAMENTO CAPACITIVO → PARA REFERÊNCIA CE ORIGINAL → CIRCUITO GRAMPADOR — ADERSCENTA-SE COMPONENTES CE OU RESTAURA-SE O CE = RESTAURADOR CE

SE TIVER R NA SAÍDA EM // AO DIODO



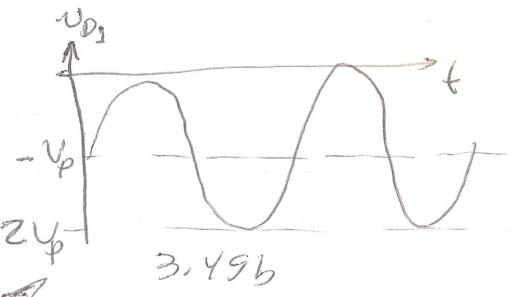
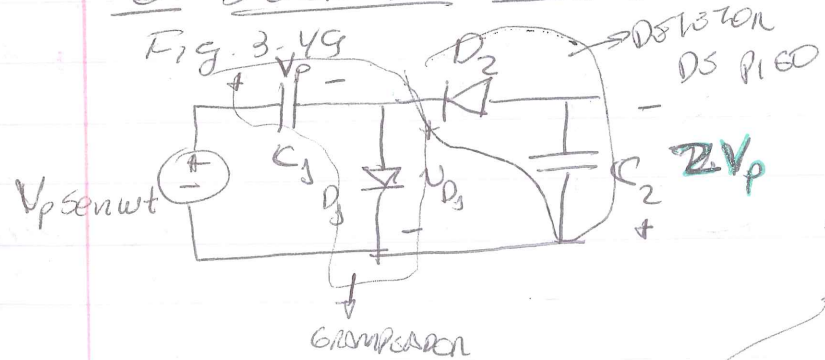
$V_{D1} = V_{in} - V_{D1}$
 $V_{D2} = V_{in} - V_{D2}$
 $V_{D3} = V_{in} - V_{D3}$
 $V_{D4} = V_{in} - V_{D4}$

$V_{D1} = V_{in} - V_{D1}$
 $V_{D2} = V_{in} - V_{D2}$
 $V_{D3} = V_{in} - V_{D3}$
 $V_{D4} = V_{in} - V_{D4}$

$V_0 > 0 \rightarrow$ CAP. SE DESCARREGA $\tau = CR$
 $V_0 < 0 \rightarrow$ CAP. SE CARREGA RAPIDAMENTE PELA DIODO

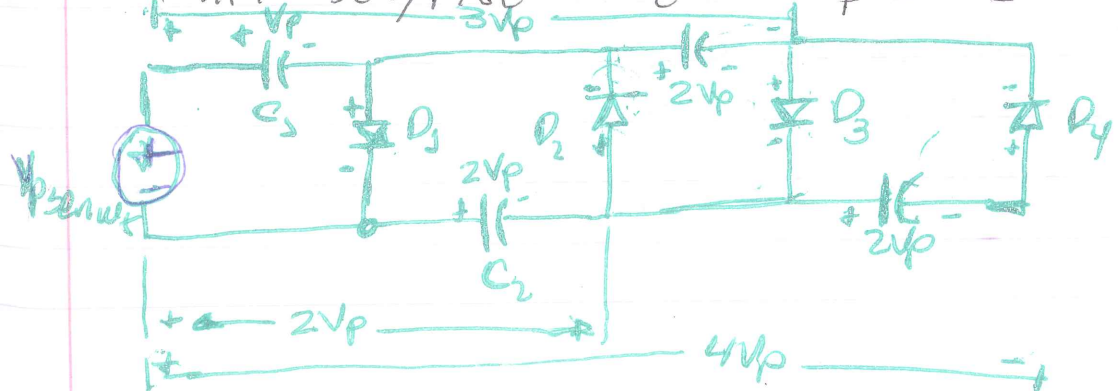
O DOBRADOR DE TENSÃO

Fig. 3.49



2 SEÇÕES EM CASCA: 1) GRAMPADOR = C_1 e D_1
 GRAMPADOR → V_{D1} 2) RETIFICADOR DE PISO = C_2 e D_2

RETIFICADOR/PISO → $V_0 = -2V_p = CE$



QUADRUPlica em PE TENSÃO

3.9 TIPOS ESPECIAIS DE DIODOS:

• DIODO BARRERA SCHOTTKY (SBD)

CONTATO METAL/SEMICONDUCTOR - SI TIPO-N

DIFERENÇAS EM RELAÇÃO AO DIODO PN:

1) CORRENTE I_0 DE MAIORIAIRIOS $\rightarrow I_0 = 0$
 \rightarrow + RÁPIDOS

2) V_0 É MENOR: 0,3 A 0,5V vs 0,6 A 0,8V

VARISTORES

$$\text{DIODO PN} \rightarrow C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_B}\right)^m}$$

\therefore POR $V_R \rightarrow$ VARIAR $C_j \rightarrow$ PI SINTONIA AUTOMÁTICA

$m = 1/3$ A $1/4$

SÃO OTIMIZADOS E) PERFIL DE DOPAGENS

FOTO DIODOS:

• FÓTON \rightarrow CRIA PAIR e^- -LACUNA NA JUNÇÃO \rightarrow SEPARAÇÃO POR \vec{E} \rightarrow FOTOCORRENTE

• USA-SE DO PREFERÊNCIA III-V

• OPTOELETRÔNICA

• COMUNICAÇÃO ÓPTICA, ARMAZENAMENTO ÓPTICO
 CD-ROM

• CÉLULAS SOLARES

LEDs

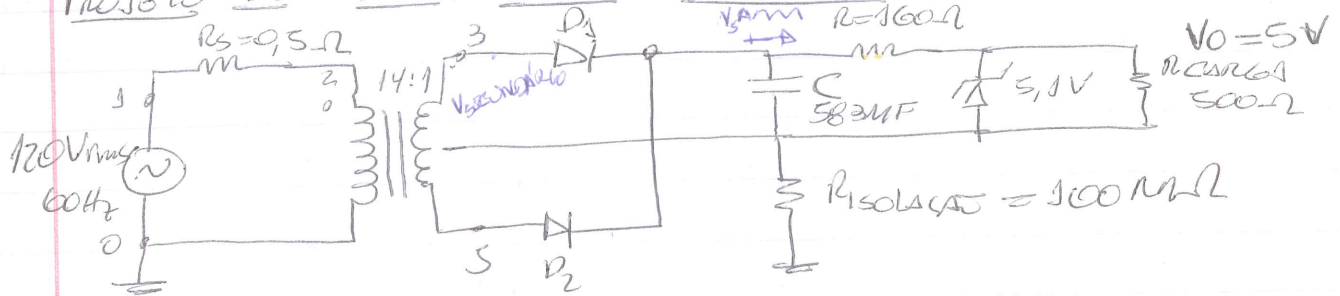
• CORRENTE DIRETA \rightarrow LUZ

• USAR BAND-GAP DIRETO

• LASER - LUZ COERENTE

• MUITAS APLICAÇÕES

Projeto de uma Fonte Regulada de 5V



Soluçao → $V_o = 5V$ e $i_L \leq 25mA \Rightarrow R_L \geq 200\Omega$

Diferença: Zener de 5,1V, $r_z = 10\Omega$, $I_z = 20mA \Rightarrow V_{z0} = 4,9V$

DIODOS: D_1 e D_2
 $V_{D0} = 0,8V$
 $V_z = V_{z0} + r_z \cdot I_z$
 $I_{zmin} = 5mA$

a) Projeto Aproximado:

14
12
28
14
168

Fonte 120Vrms → TRANSF 14:1 → $V_s \approx 12V_p \rightarrow$ é um Bom valor pois: $> 5V$ (DESEJADO)
 APROXIMADO P/ RETIFICADOR

E MANTÉM PIV RELATIVAMENTE BAIXO

P/ DETERMINAR R:

$$R = \frac{V_{omín} - V_{z0} - r_z \cdot I_{zmin}}{I_{zmin} + I_{Lmax}}$$

10, 500, 100
 1,5, 10, 100, 1000

ESTIMATIVA DE $V_{omín} = 12 - V_{D0} - V_r \approx 12 - 0,8 - 1 = 10,2$

$$\therefore R = \frac{10,2 - 4,9 - 10 \cdot 5m}{5m + 25m} = 175\Omega \rightarrow \text{ADOTOU } 160\Omega$$

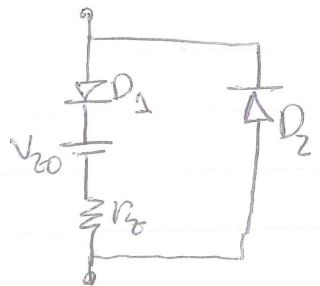
PARA TER RIPPLES = 1V → $11,2 \approx V_s \approx 10,2V$

$$V_r = \frac{V_p}{2fRC} \rightarrow C = \frac{V_p}{2fR V_r} = \frac{11,2}{2 \times 60 \times 160 \times 1} = 583\mu F$$

b) Simulação SPICE:

o ZENER → modelo Fig. 3.51

c) $P_z = 1mA$
 $0,1V / osc$



1255

• DIODOS RECTIFICADORES → 1N4148 : $I_S = 0,1 \mu A$, $R_s = 16 \Omega$
 $C_{j0} = 2 pF$; $\tau_T = 12 nS$, $BV = 100V$, $I_{BV} = 0,1 \mu A$

• ANÁLISIS TRANSIENTE → $V \times t$ → $V_{s \times t}$
Fig. 3.53 P/ $R_L = 500 \Omega$ ($I_L = 10 mA$); $V_{o \times t}$

$$V_0 \approx 5,085 \text{ V} \rightarrow 5,080 \text{ V}$$

$$\bar{V}_p \approx 9,5 \text{ V} \rightarrow \text{moneda que esperamos}$$

$$V_{ripple} \approx 0,25 \text{ V} \rightarrow V_r = 0,5 \text{ V}$$

↓
PARASITARIOS
ALTOS

Fig 3.54 $V_0 \times R_L$

P/ $R_L = 200 \text{ -- } 500 \Omega \rightarrow V_0$ próximo a 5V

↓
 $R_s = 16 \Omega$

$$R_L = 150 \Omega \Rightarrow V_0 \downarrow$$

ripple ↑

ZONA DE TRABAJO DE OPERACIÓN

∴ PROYECTO ATORNO A LAS ESPECIFICACIONES

ALTERNATIVA: • ESTUDIAN EFECTO DE MODAL C

• VAL CORRIENTES POR LOS DIODOS, $I_D \leq I_{Dmax}$

CAP. 4 - TRANSISTORES BIPOLARES DE JUNÇÃO - TBJ

INTRODUÇÃO:

- DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE 3 TERMINAIS;
- DISPOSITIVOS DE 3 TERMINAIS TÊM 4 APLICAÇÕES QUE DE 2 TERMINAIS:
 - AMPLIF. DE SINAIS
 - CIRCUITOS LÓGICOS DIGITAIS
 - MEMÓRIAS
 - OUTROS
- UM TERMINAL CONTROLA I ENTRA OS OUTROS 2 TERMINAIS →
 - PERMITE USO COMO FONTE CONTROLADA
 - CAP. 1 → É BASE P/ AMPLIFICADORES
- PERMITE SER USADO COMO CHAVE → CIs DIGITAIS

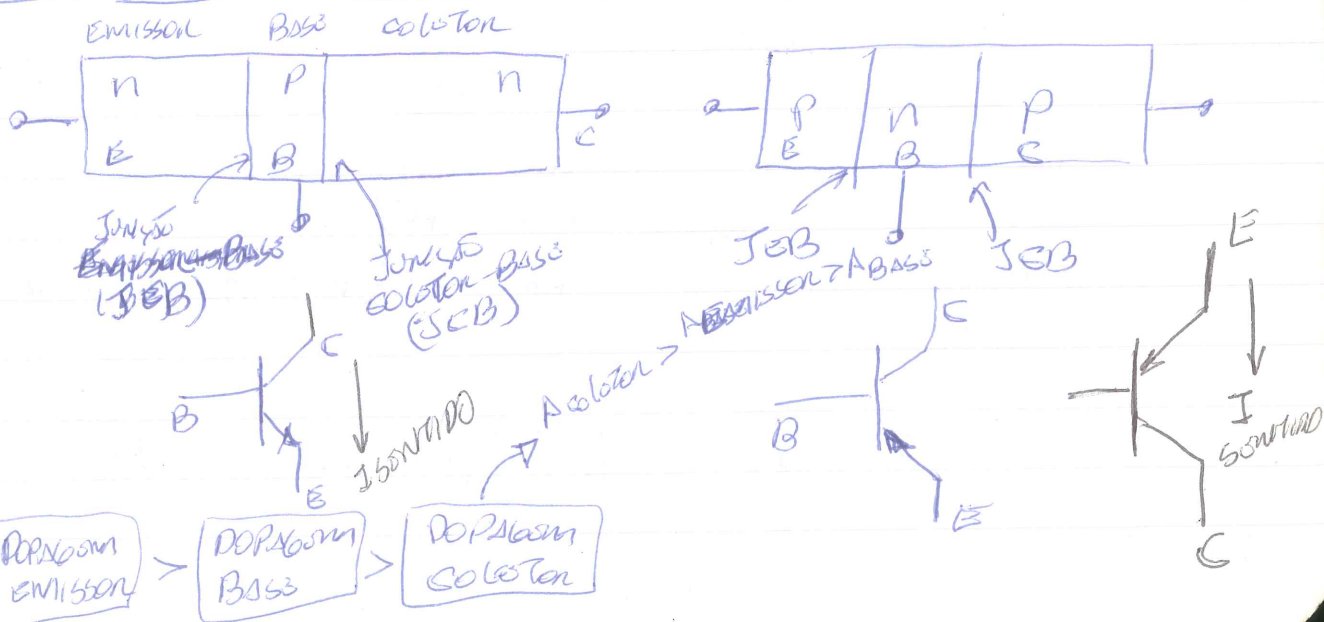
◦ DISP. PRINCIPAIS DE 3T | -TBJ
| -FET

◦ TBJ = 2 JUNÇÕES PN EM SÉRIE E EM OPosição ⇒ CONDUTOS = ELÉTRONS + LACUNAS
BIPOLAR



4.1. ESTRUTURA FÍSICA E MODOS DE OPERAÇÃO

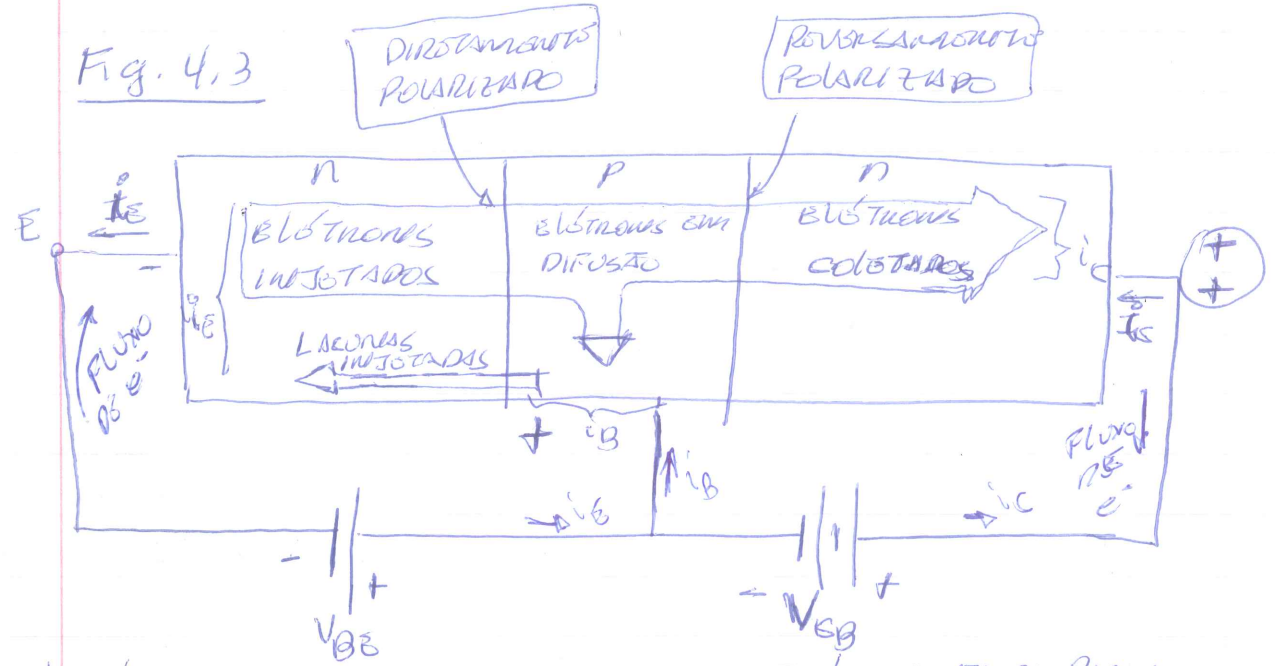
V_{BE} = V_B



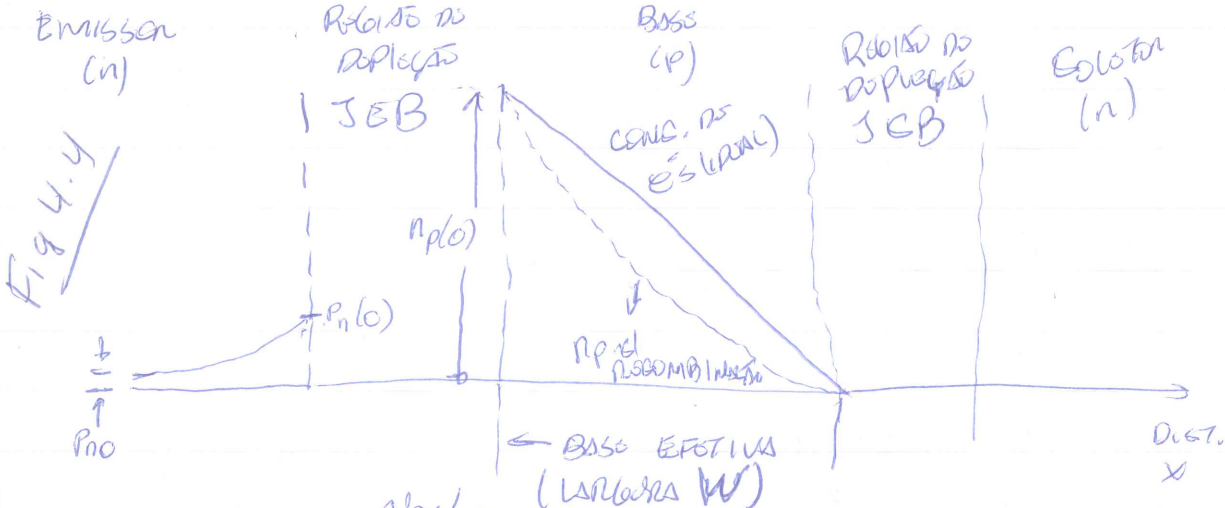
POLARIZADO

	monopolariadas	JEB	JEB	OPOLARIZADO
CHANGAMENTO →	CORTE	REVERSA	REVERSA	— / —
AMPLIFICADOR →	ATIVO	DIRETA	REVERSA	FORTE SENSITIVIDADE
CHANGAMENTO →	SATURACAO	DIRETA	DIRETA	— ○ —

Fig. 4.3



• FLUXO/CORRENTES: somente corrente de difusão / corrente de deriva ≈ 0
 $i_E = i_{En} + i_{Ep}$, sendo $N_E \gg N_B \rightarrow i_{En} \gg i_{Ep} = i_B$



$$\begin{cases} n_p(0) = n_{p0} e^{V_{BE}/V_T} \\ n_p(W) = 0 \end{cases} \Rightarrow \text{se } W \ll \dots \Rightarrow n_p(x) = \text{LINEAR}$$

$$I_n = A_E \cdot q \cdot D_n \left[\frac{dn_p(x)}{dx} \right] = A_E \cdot q \cdot D_n \left[-\frac{n_p(0)}{W} \right]$$

ÁREA DE SEÇÃO TRANSVERSAL → JEB

∴ In FLUI NA DIREÇÃO DE -X!

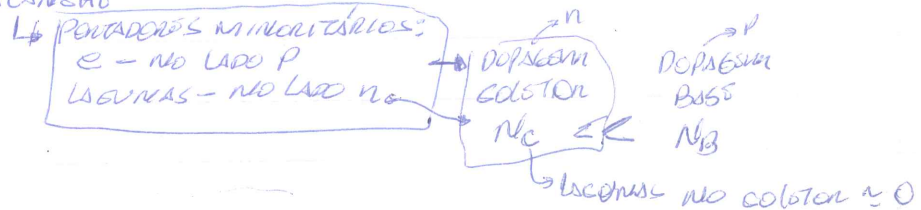
→ Ocorre pequena perda em $n(x)$ → por recombinação
 $\downarrow i_{B2}$

$n(x)$ NÃO É PERFEITAMENTE LINEAR
 ↑ ENTO É PEQUENO EM In

CORRENTE DO COLETOR

• COLETOR → POTENCIAL MAIOR QUE A BASE
 OS ELÉTRONS QUE CHEGAM NA JUNÇÃO B-C SÃO COLETADOS → $I_c = I_n$ $i_c = I_n$

↳ PROCESSO POR SOB INFLUÊNCIA DO E → CRIARÁ A REGIÃO DE DEPLEÇÃO



• COMO I_c ENTRA NO TERMINAL DO C (INÍCIO DO FLUXO DOS ELÉTRONS)

∴ $I_c = A E q D_n \left[\frac{n_p(0)}{W} \right] \rightarrow n_p(0) = n_i^2 / N_A$

e $i_c = I_c \cdot e$

↳ c/ $I_B = I_C = A e q D_n \frac{n_p(0)}{W} = \frac{A_B \cdot q D_n n_i^2}{N_A \cdot W}$

∴ i_c INDEPENDENTE DE V_{CB} (p/ $V_{CB} > 0$)

$I_B \propto A E \propto \frac{1}{W N_A}$

VALORES TÍPICOS $I_B = 10^{-12}$ A 10^{-15} A

$I_B \propto n_i^2 \Rightarrow$ FONTE DEPENDÊNCIA C/T $\Rightarrow n_i^2 = B T^3 e^{-E_g/KT}$

• I_B DOBRA A CADA 5°C

• $A E$ = FATOR DE ESCALA DE CORRENTE

A CORRENTE DA BASE

$I_{B1} = \frac{A E q D_p \cdot n_i^2}{N_D \cdot L_p} e^{V_{BE}/KT}$; I_{B2} = CORRENTE DE RECOMBINAÇÃO NA BASE

↳ COMPR. DE DIFUSÃO DE LAZUNAS NO EMISSOR

↳ CONS. DE RECOMBINAÇÃO NO EMISSOR

$V_{BE} = 1,1 eV$

$-E_g/KT$

→ EXPRESSÃO P/ i_{B2} :

• TEMPO DE VIDA DE MINORITÁRIOS NA BASE τ_b

↳ e⁻ (MINORITÁRIO) RECOMBINA-SE c/ LACUNAS (MAJoritário)

↳ Q_n

• EM ESTADO ESTACIONÁRIO → Q_n → REABASTECIDO POR e⁻ INJETADOS POLO EMISSOR

↳ P/ RESPONDER AS LACUNAS

↳ i_{B2} → FORNECE À BASE CARGA POSITIVA IGUAL A Q_n A CADA SEGUNDO.

$$i_{B2} = \frac{Q_n}{\tau_b}$$

→ Fig. 4.4 → Q_n → ÁREA DO TRIÂNGULO SOB A DIST. LINEAR DO e⁻ NA BASE

$$Q_n = A_E \cdot q \cdot \frac{1}{2} \cdot n_p(0) \cdot W$$

$$\rightarrow n_p(0) \cdot e^{V_{BE}/V_T} = \frac{n_i^2}{N_A} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

$$\therefore Q_n = A_E \cdot q \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} \cdot e^{V_{BE}/V_T} \cdot W = \frac{A_E}{2} \cdot q \cdot W \cdot \frac{n_i^2}{N_A} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

$$\therefore i_{B2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{A_E \cdot q \cdot W \cdot n_i^2}{\tau_b \cdot N_A} \cdot e^{V_{BE}/V_T} \quad \text{como: } i_B = i_{B1} + i_{B2}$$

$$\therefore i_B = I_S \left(\frac{D_p \cdot N_A \cdot W}{D_n \cdot N_D \cdot L_p} + \frac{1}{2} \frac{W^2}{D_n \cdot \tau_b} \right) e^{V_{BE}/V_T}$$

• OBSERVAMOS QUE:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{V_{BE}/V_T}$$

ONDE:

$$\beta = \left(\frac{D_p \cdot N_A \cdot W}{D_n \cdot N_D \cdot L_p} + \frac{1}{2} \frac{W^2}{D_n \cdot \tau_b} \right)^{-1}$$

β = ste p/ cada transistor

$\beta \approx 100$ A 200 → ATÉ 1000

β = GANHO DO CORRENTE DO EMISSOR COMUM.

CORRENTE DE EMISSÃO

$$i_E = i_C + i_B \quad (\text{von Fig. 4.3})$$

$$= i_C + \frac{i_C}{\beta} = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot i_C$$

$$\therefore i_E = \frac{\beta + 1}{\beta} I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T} \quad \text{ou } i_C = \alpha i_E \Rightarrow \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$\therefore i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{V_{BE}/V_T} \quad \text{ou } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \Leftrightarrow \alpha < 1 \text{ porque } \alpha \rightarrow 1 \text{ pois } \beta \uparrow$$

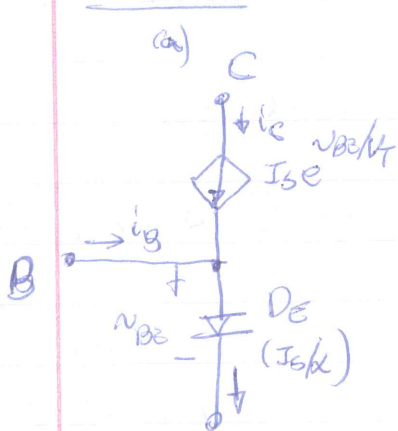
EX: $\beta = 100 \rightarrow \alpha = 0,99$; $\alpha =$ GANHO DE CORRENTE DE BASS COMUM

\rightarrow VAMOS? MODELO DE 1ª ORDEM DO Tr npn em ATIVO. COLETA SE COMPORTA COMO FONTE DE CORRENTE $\hookrightarrow \neq f(V_C)$

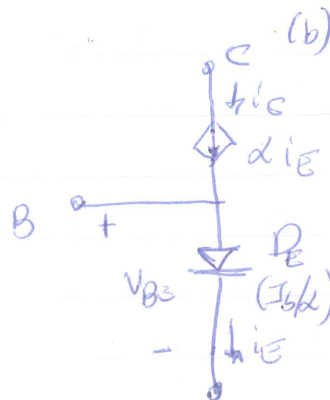
$$i_B \ll i_C \approx i_E \quad \text{ou } i_C = \alpha i_E \quad \& \alpha \rightarrow 1$$

Modelos Equivalentes

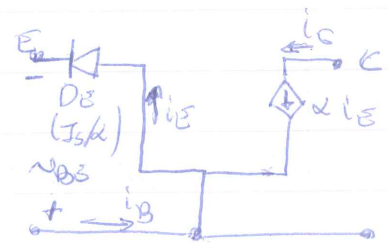
modelo DE 1ª ORDEM PODE SER REPRESENTADO POR Fig. 4.5



$i_C =$ CORRENTE DE FONTE CONTROLADA POR V_{BE} NÃO LINEAR



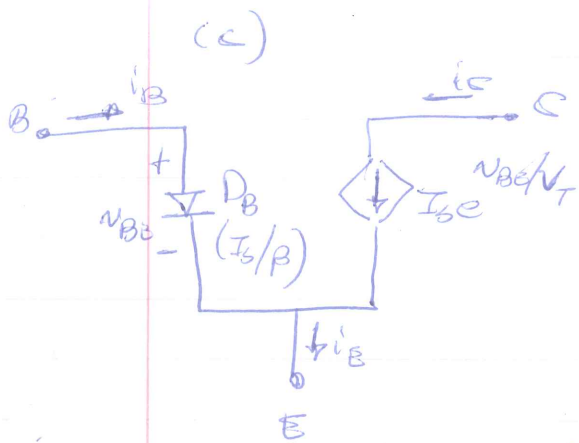
$i_C =$ CORRENTE DA FONTE CONTROLADA POR i_E



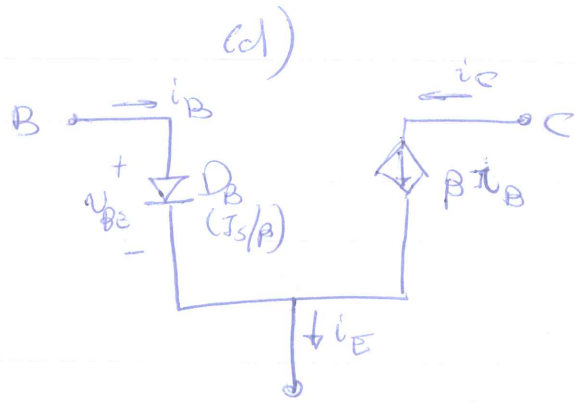
QUADRUPLO DE BASS COMUM!
- ENTRADA E = B
- SAÍDA C = B

$$\frac{i_C}{i_E} = \text{GANHO DE CORRENTE} = \alpha$$

143



$i_C =$ FONTE CONTROLADA POR V_{BE}
 IV LINEAR



SE TORNAR QUADRIPÓLO
 O EMISSOR COMUM:
 - ENTRADA B-E
 - SAÍDA C-E

$\rightarrow \frac{i_C}{i_B} = \beta =$ GANHO DE CORRENTE EMISSOR COMUM

A CONSTATANTE n

p/ TBJ MODERNO $n \approx 1$, EXCETO

p/ $i_C \uparrow \uparrow$ (ALTA INTENSIDADE)
 OU $i_C \downarrow \downarrow$ } $n \rightarrow 2$

1. OPERAÇÃO NORMAL \Rightarrow USAR $n=1$!

A CORRENTE REVERSA DE COLETA-BASE (I_{CBO})

- NO MODELO DE 1º ORDEM ACIMA DESPREZAMOS A CORRENTE REVERSA DE LAÇUNAS NA JUNÇÃO B-C
- ESTA CORRENTE SOMA-SE A i_C E A i_B .
- A CORRENTE PODE SER MEDIDA O E ABERTO $\Rightarrow I_{CBO}$
↑
CORR. COMUM
- INCLUI EFEITO TÉRMICO NA JUNÇÃO DA ORDEM DE nA = $f(V_{BE}, T)$ ~ DOBRA A CADA 10°C

A ESTRUTURA DOS TRANSISTORES REAIS

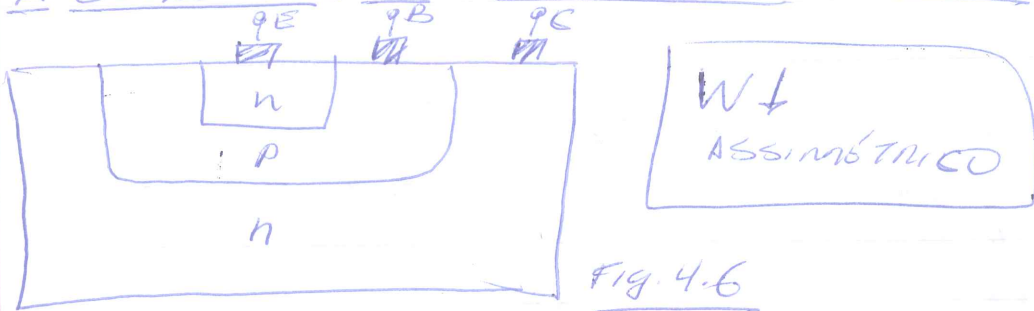
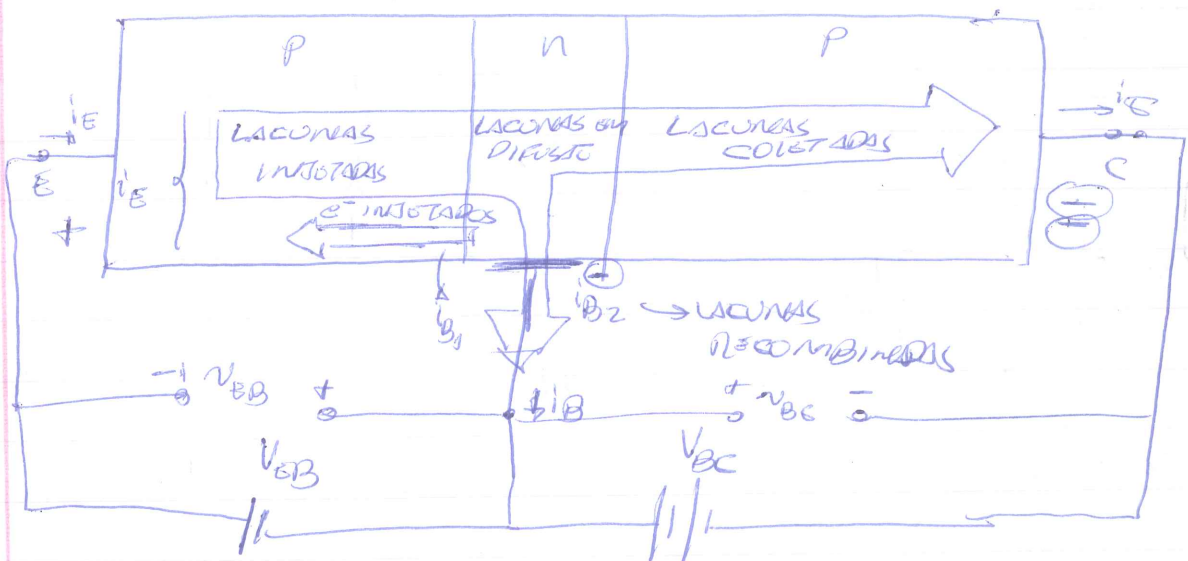
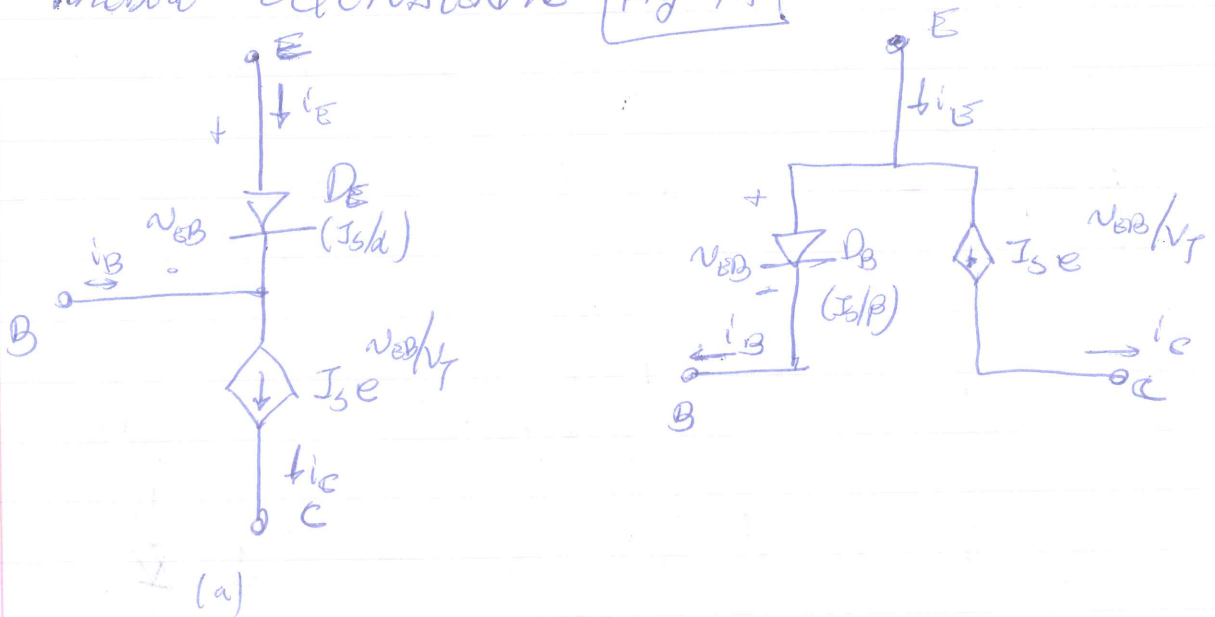


Fig. 4.6

4.3 O TRANSISTOR PNP → modo ATIVO. Fig. 4.7



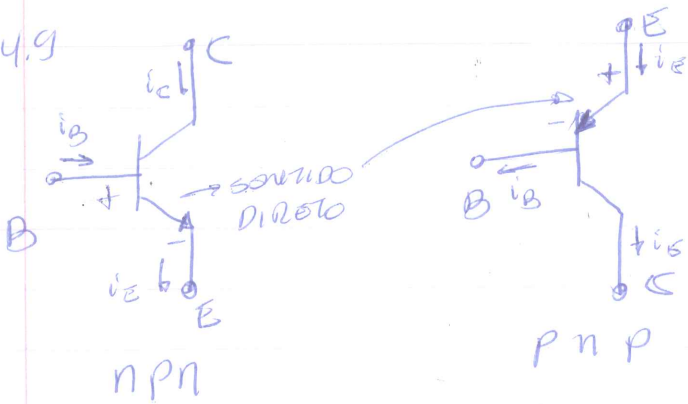
modelo EQUIVALENTE Fig. 4.7



4.4 Símbolos p/ Circuitos e Condições

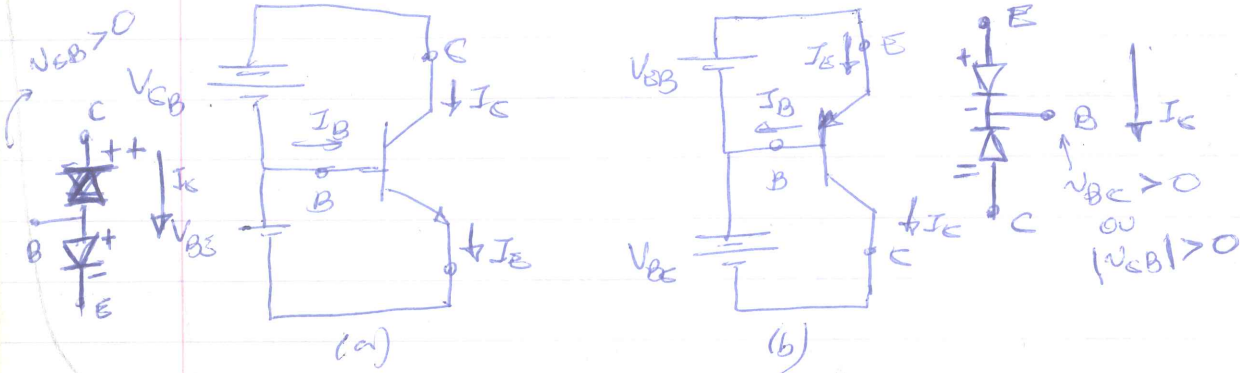
Fig. 4.9

SINTAXIS
AS CONDIÇÕES



• TRANSISTOR → ASSIMÉTRICO
 • SE TROCAM E e B
 $\alpha \downarrow \beta \downarrow$
 • INVERSO ou o REVERSO

Fig. 4.10 → Polarização no modo ATIVO



(EM módulo)

modo ATIVO → POTENCIAL NO COLETOE POR MAIS ELEVADO DO QUE O POTENCIAL DA BASE

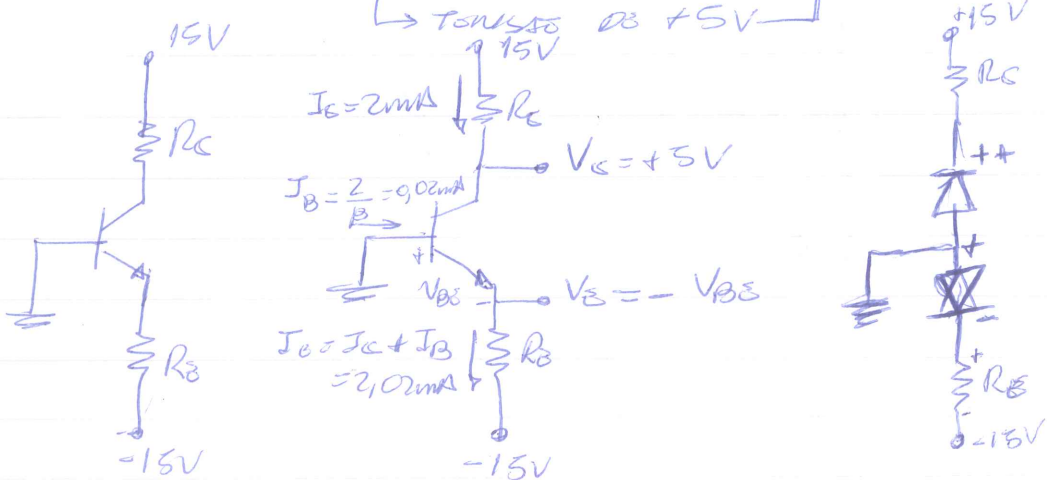
LIMITE → $V_{CB} = 0$

SE $V_{CB} < 0$ → SATURAÇÃO (NPN) ou SE $V_{EB} < 0$ (PNP)

Resumo: TABELA 4.2

EXEMPLO 4.1 → Fig. 4.11 → $\beta = 100$ / $V_{BE} = 0,7V$ / $I_{C0} = 1mA$

PROJETO → CIRCUITO → CONDIÇÕES DE 2mA → COLETOE



$E 4.8 \rightarrow P/\beta = 100$
 $\frac{V_{CC} - V_{CE}}{20V} = i_C \cdot 5k + \frac{i_C}{\alpha} \cdot 10k$

• P/ OBJETIVO $i_C = 2mA / V_C = 5V$:

$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{i_C} = \frac{15V - 5V}{2mA} = 5k\Omega$

$i_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \Rightarrow \frac{i_C}{I_S} = \frac{I_S}{I_S} \cdot \frac{e^{V_{BE}/V_T}}{e^{0.7/V_T}}$

$\frac{2mA}{1mA} = e^{(V_{BE} - 0.7)/V_T} \Rightarrow V_{BE} - 0.7 = V_T \ln 2 \Rightarrow V_{BE} = 0.717V$
 $\rightarrow V_E = -0.717V$ pois a BASE ESTÁ EM 0V

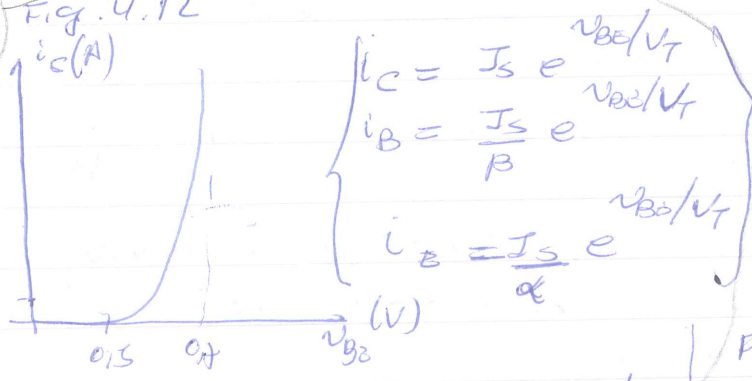
$\beta = 100 \Rightarrow \alpha = \frac{100}{101} = 0.99 \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\alpha} = \frac{2mA}{0.99} = 2.02mA$

$R_B = \frac{V_E - (-15)}{I_B} = \frac{-0.717 + 15}{2.02mA} = 7.07k\Omega$

4.5 REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DAS CARACTERÍSTICAS DO TRANSISTOR

19/05

Fig. 4.12



• P/ CÁLCULO APROXIMADO
 $\downarrow v_{BE} = 0.7V$
 ~~v_{BE}~~

• P/ $I = cte \rightarrow \Delta v_{BE} = -2mV/^\circ C$

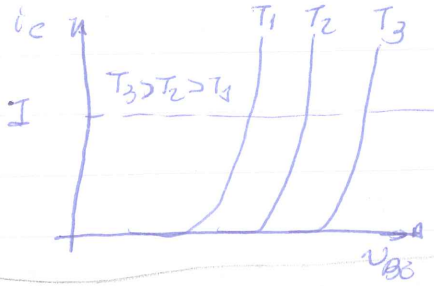
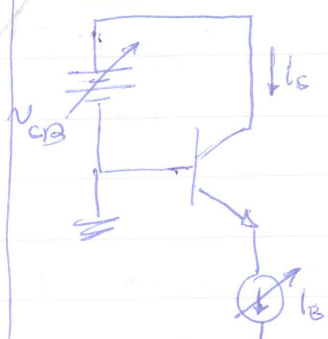


Fig. 4.14

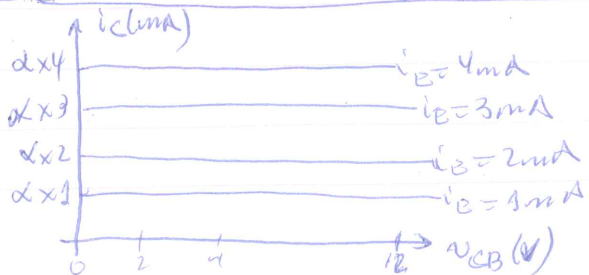


$P/ v_{CB} > 0$

$i_C \times v_{CB} / i_B$ NA ATUA

$i_C =$ FONTE CONTROLADA POR $i_B \rightarrow \propto i_B$

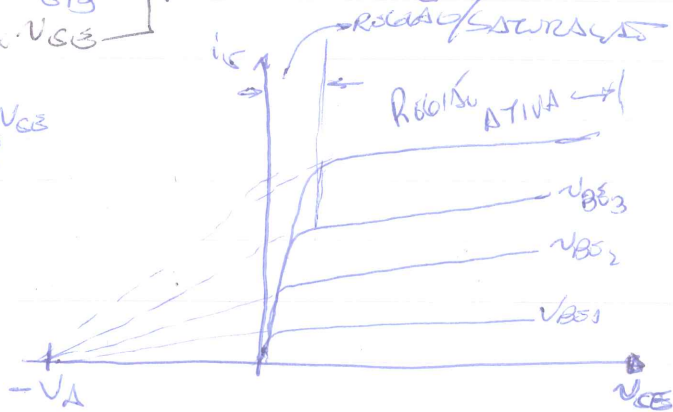
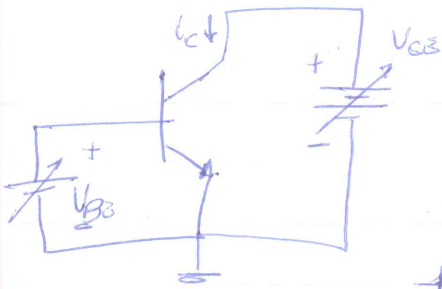
Fig 4.13



19/05

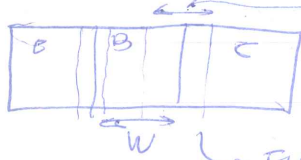
DEPENDÊNCIAS DO i_c DA TENSÃO DE COLETA / O EFEITO EARLY

NA PRÁTICA $i_c \propto V_{CB}$ e $i_c \propto V_{CE}$ \rightarrow β & etc



$V_A =$ TENSÃO DE EARLY ≈ 50 A $100V$
 \rightarrow EXTRAPOLAÇÃO $= -V_A$

se $V_{BE} = \text{cte} \rightarrow \Delta V_{CB} \uparrow = \Delta V_{CE} \uparrow \rightarrow$



\uparrow SAÍDA DE ELÉTRONS \rightarrow \downarrow LARGURA EFETIVA DA BASE

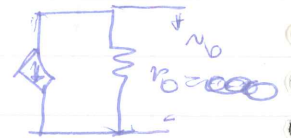
$$I_S = \frac{A_e q D_p n_i^2}{N_A W}$$

OU ALTERNATIVA: \rightarrow CONSIDERAR $I_S = \text{cte}$
 \rightarrow CORRIGIR $i_c = I_S e^{V_{BE}/V_T} (1 + \frac{V_{CE}}{V_A})$

$\therefore i_c$ NÃO É MAIS UMA FONTE DE CORRENTE IDEAL!

\rightarrow POIS FONTE IDEAL $\rightarrow r_o = \infty$

NESTE CASO TEREMOS:



$$r_o \equiv \left[\frac{\partial i_c}{\partial V_{CE}} \right]_{V_{BE} = \text{cte}}^{-1} \rightarrow r_o \approx \frac{V_A}{I_C} \text{ ONDO } I_C \approx i_c (V_{BE} = V_{BE3})$$

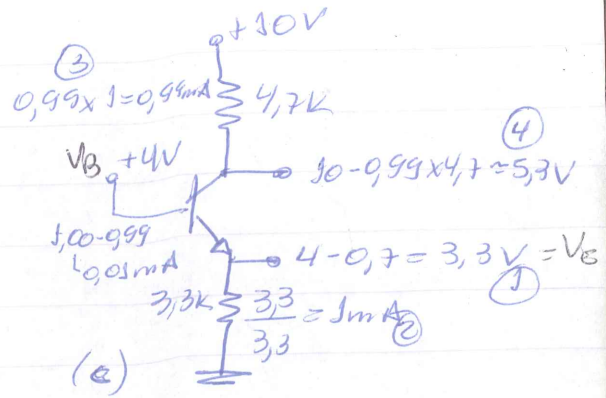
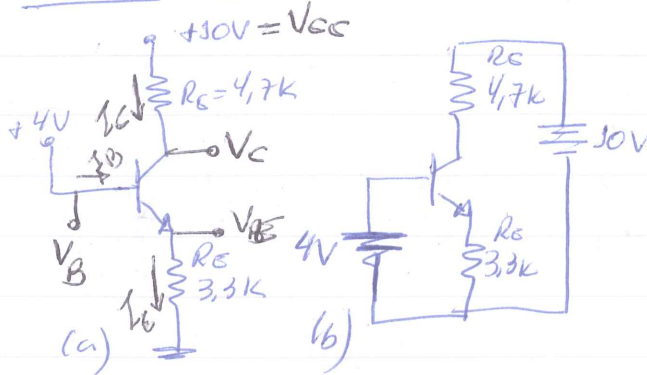
\uparrow
LIMITE DA REGIÃO ATIVA

• CONSIDERAR O EFEITO EARLY:

- POUCO EFEITO SOBRE ANÁLISE DC
- FUNDAMENTAL P/ ANÁLISE AC

148
19/05

Exemplo 4.2 → Fig. 4.16



Dist. TRANSISTOR NÓDAS E COMPONENTES Tr e) $\beta = 100$

SOL.

SUPER INICIAL/OP. ATIVA → DEPOIS CHECKAR!

$$V_E = 4 - V_{BE} \approx 3.3V \Rightarrow V_B - V_E = V_{BE} \approx 0.7V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3.3V}{3.3k} = 1mA$$

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_E = \frac{100}{101} \cdot 1mA = 0.99mA$$

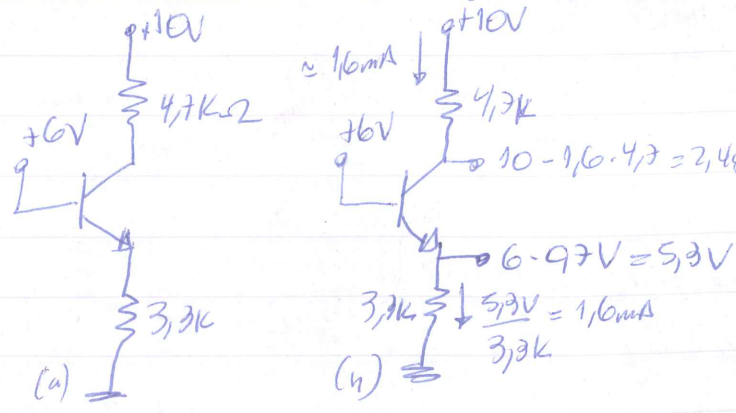
$$V_{CC} = I_C R_C + V_C$$

$$V_C = 10 - I_C R_C = 10 - 0.99mA \cdot 4.7k = 5.3V$$

→ $V_{CB} = 5.3 - 4 = 1.3V \rightarrow$ Tr em ATIVA → OK!

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0.99}{100} \approx 0.01mA$$

Exemplo 4.3 → Fig. 4.17



ANÁLISE:

$$V_E = 6 - 0.7 = 5.3V$$

$$I_E = \frac{5.3}{3.3k} = 1.6mA$$

$$I_C = \frac{100}{101} \cdot 1.6 \approx 1.6mA$$

$$V_C = 10 - 4.7k \cdot 1.6mA = 2.48V$$

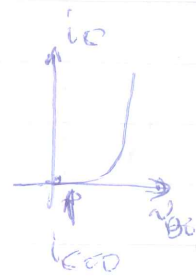
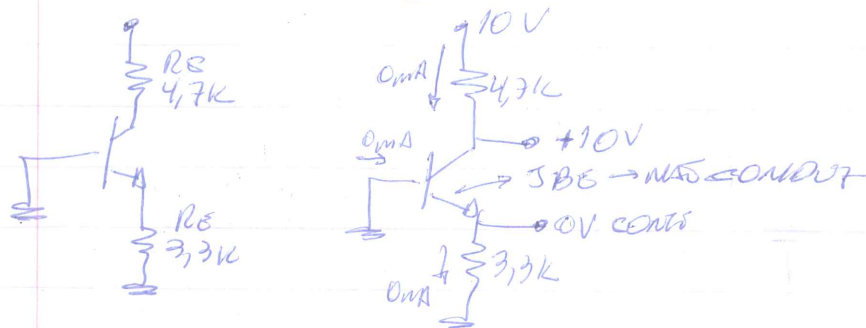
$$V_{CB} = 2.48 - 6 = -3.52V$$

↳ MODO NÃO ATIVO

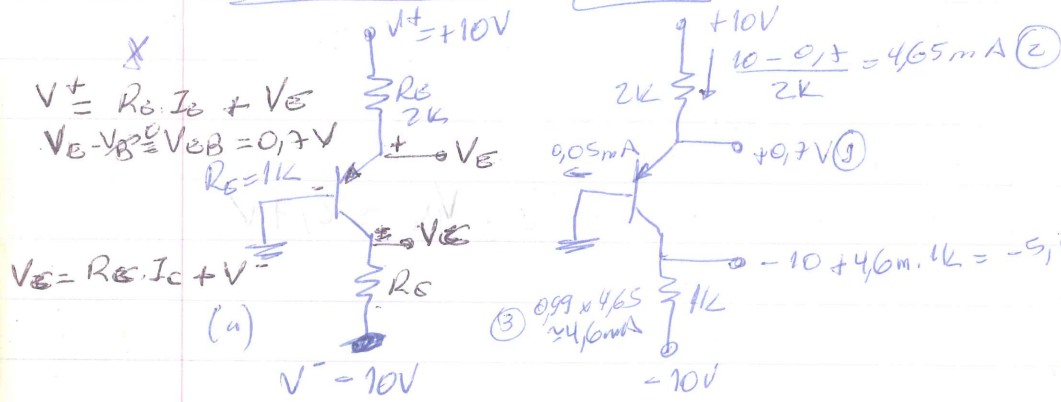
TRANSISTOR EM SATURAÇÃO

↓
ANÁLISE/RESTRICÇÃO

Exemplo 4.4 → Fig. 4.18



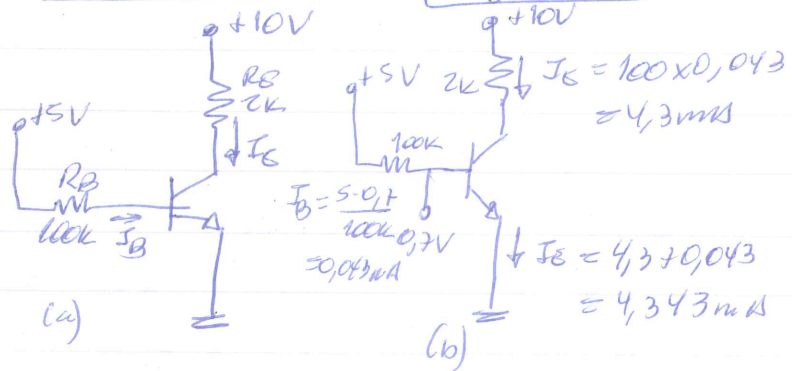
Exemplo 4.5 → Fig. 4.19



$V_E = V_{BE} \approx 0,7V$
 $I_E = \frac{10 - 0,7}{2k} = 4,65mA$
 $I_C = \alpha I_E = \frac{100}{101} I_E = 4,61mA$
 $V_E = -10 + 4,61m \cdot 1k = -5,4V$
 $V_{BE} > 0 \Rightarrow \text{ATIVA!}$
 $I_B = I_E - I_C = 0,05mA$

Mesmo se β fosse \neq V_B, V_E, I_E e I_C at mudariam muito \rightarrow apenas I_B seria afetado \rightarrow Bom Projeto!

Exemplo 4.6 → Fig. 4.20 → Det. Transistor/condições



$\beta = 100$
 $I_B = \frac{5 - 0,7}{100k} = 0,043mA$
 $I_E = 100 \times 0,043 = 4,3mA$
 $I_C = \beta I_B = 4,3mA$

$V_C = 10 - 4,3m \times 2k = 1,4V$
 $V_B = V_{BE} = 0,7V$
 $V_{BE} > 0 \rightarrow \text{ATIVA!}$

$I_E = (\beta + 1) I_B = 101 \times 0,043mA \approx 4,3mA$ $\because I_E$ e I_C dependem fortemente de β

Por Ex. se $\beta \rightarrow 110 \Rightarrow V_{CE} < 0 \rightarrow$ saturado \rightarrow mau Projeto!