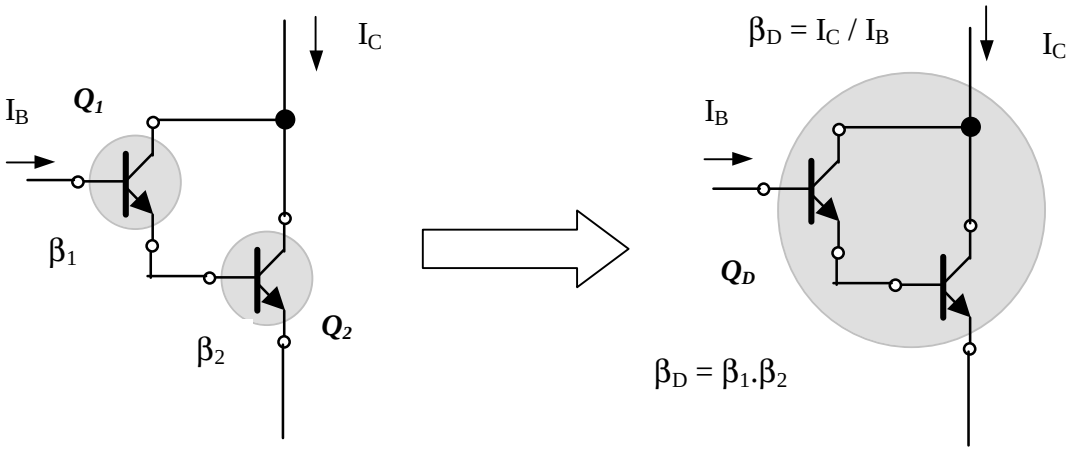
✓ Configuração Darlington

A principal função desta configuração é conseguir alta impedância de entrada e alto ganho de corrente.

O arranjo desta configuração é conectar dois transistores do mesmo tipo de maneira que se o ganho de corrente de um transistor for β_1 e o do outro for β_2 então o ganho de corrente do arranjo será igual a $\beta_D = \beta_1.\beta_2$. A conecção Darlington atua como um novo dispositivo, cujo ganho de corrente é o produto dos ganhos individuais. A figura abaixo mostra esta configuração.



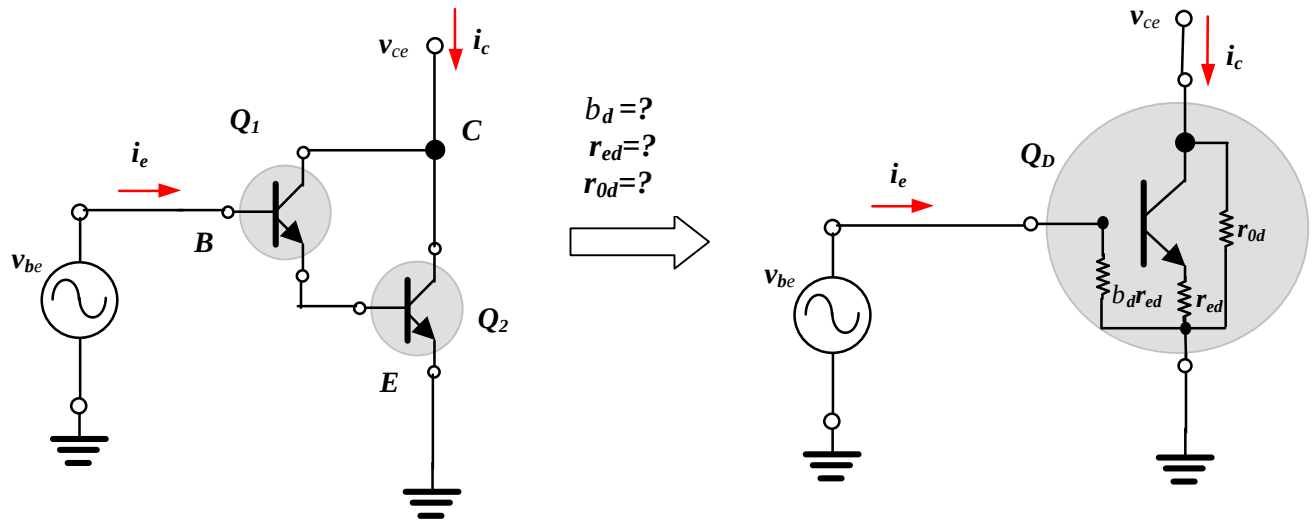
Obs: 1) Esta configuração pode ser feita também com transistores PNP.
2) Como o transistor Q_1 opera com baixas corrente, e comumente encontrado na prática um resistor entre a base e o emissor de Q_2, assim b_1 não é reduzido.

A figura abaixo fornece as especificações de data sheets para um par Darlington típico.

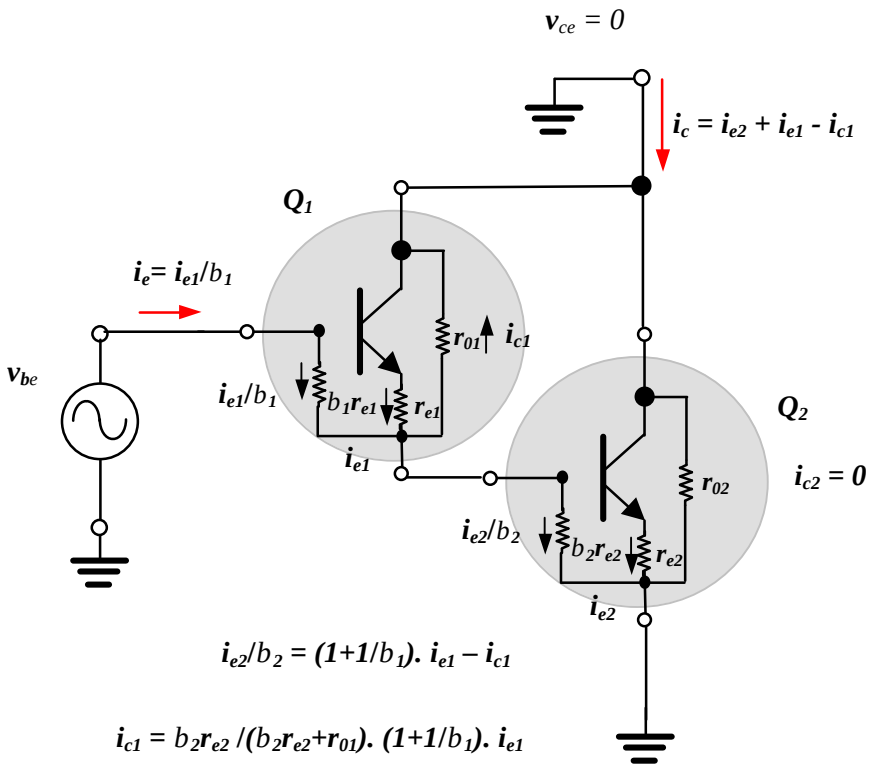
Tipo 2N999 – Transistor Darlington NPN

Parâmetro	*Condições de teste*	*Mim.*	*Max.*
V_{BE}	I_C = 100mA		1,8V
h_{FE}	I_C = 10mA	4000	
(b_D)	I_C = 100mA	7000	70.000

Podemos representar esta conexão da mesma forma que fazemos para um transitor.Para isto, considere a figura abaixo e vamos determinar a sua impedância de entrada, a sua tranresistência ($r_{ed} = v_{be}/i_c$ com $v_{ce} = 0$), o seu ganho de corrente AC ($b_d = i_c/i_e$ com $v_{ce} = 0$) e sua impedância de saída (r_{0d}).



Utilizando o modelo do transistor para determinar inicialmente o ganho de corrente AC (b_d) e a transresistência do par . Então,



Da figura temos, a corrente de entrada é dada por:

$$\boldsymbol{i_e = i_{e1}/b_1} \qquad (104)$$

A corrente i_{c1} *é igual a corrente que sai do emissor de* Q_1 *(* $(1+1/b_1).\ i_{e1}$ *) dividida pelo divisor resistivo* r_{01} *e* $b_2 r_{e2}$ *então,*

$$i_{c1} = b_2 r_{e2} /(b_2 r_{e2}+r_{01}).\ (1+1/b_1).\ i_{e1} \qquad (105)$$

Esta equação pode ser bem aproximada usando o fato de que:

$b_2 r_{e2} = b_2 V_T / I_{C2}$ *mas*

$I_{C2} = b_{2DC}\, I_{B2} = b_{2DC}\, I_{E1} \gg b_{2DC}\, I_{C1} \gg b_2 I_{C1}$ *logo*

$$b_2 r_{e2} \gg V_T / I_{C1} = r_{e1} \qquad (106)$$

Substituindo (106) em (105) resulta,

$$i_{c1} \gg r_{e1} /(r_{e1}+r_{01}).\ (1+1/b_1).\ i_{e1}$$

$$\boldsymbol{i_{c1} \gg r_{e1} / r_{01} . i_{e1}} \qquad (107)$$

A corrente de base de Q_2 *é dada por:*

$$i_{e2}/b_2 = (1+1/b_1).\ i_{e1} - i_{c1}$$

$$i_{e2} \gg b_2\, i_{e1} - b_2\, i_{c1} \qquad (108)$$

Substituindo (107) em (108) resulta,

$$\boldsymbol{i_{e2} \gg b_2\, (1 - r_{e1} / r_{01}) . i_{e1} \gg b_2\, i_{e1}} \qquad (109)$$

A corrente de saída é dada por:

$$\boldsymbol{i_c = i_{e2} + i_{e1} - i_{c1}} \qquad (110)$$

Substituindo (107)e (109) em (110) resulta,

$$i_c \gg b_2\, i_{e1} + i_{e1} - r_{e1} / r_{01} . i_{e1} = (b_2 + 1 - r_{e1} / r_{01}) . i_{e1}$$

$$\boldsymbol{i_c \gg b_2 . i_{e1}} \qquad (111)$$

Substituindo (104) em (111) resulta,

$$\boxed{b_d = i_c / i_e \gg b_1 . b_2} \qquad (112)$$

Para determinar a transresistência (r_{ed}) nos reportamos novamente a figura anterior. Assim, da malha base de Q_1 ao emissor de Q_2 temos,

$$v_{be} \gg r_{e1}i_{e1} + r_{e2}i_{e2} \qquad (113)$$

Substituindo (106) e (109) em (113) resulta,

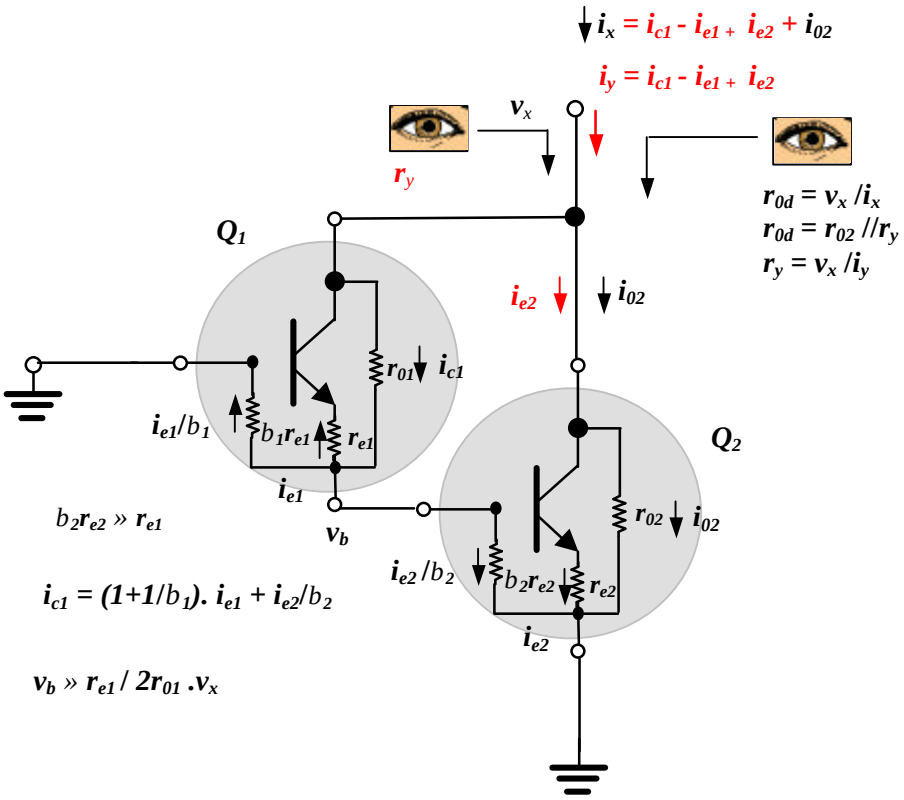
$$v_{be} = r_{e1}i_{e1} + r_{e1}i_{e1} = 2\, r_{e1}i_{e1} = 2b_2r_{e2}\, i_{e1} \qquad (114)$$

Substituindo (111) em (114) resulta,

$v_{be} \gg 2r_{e2}\, i_c$ *então*

$$\boxed{r_{ed} = v_{be} / i_c \gg 2r_{e2}} \qquad (115)$$

Para determinar a impedância de saída (r_{0d}) nos reportamos agora a figura abaixo. Assim, da malha base de Q_1 ao emissor de Q_2 temos,



Da figura temos

$v_b = [r_{e1} // b_1 r_{e1} // b_2 r_{e2}] / [r_{e1} // b_1 r_{e1} // b_2 r_{e2} + r_{01}].v_x$

como $b_2 r_{e2} \gg r_{e1}$ *e* $r_{01} >> r_{e1}$

$$v_b \gg r_{e1}/2r_{01} .v_x \qquad (116)$$

Agora as correntes i_{e1}, i_{e2} *e* i_{c1} *podem ser facilmente obtidas*

$$\boldsymbol{i_{e1} = v_b / r_{e1} = v_x /2r_{01}} \qquad \boldsymbol{e} \qquad (117)$$

$$\boldsymbol{i_{e2}} = b_2 \boldsymbol{v_b} / b_2 \boldsymbol{r_{e2}} = b_2 \boldsymbol{v_b} / \boldsymbol{r_{e1}} = b_2 \boldsymbol{i_{e1}} \qquad (118)$$

e, finalmente

$$\boldsymbol{i_{c1}} = (v_x - v_b)/r_{01} = (1 - r_{e1}/2r_{01}) v_x / r_{01} \gg \boldsymbol{v_x / r_{01}} \qquad (119)$$

temos ainda que,

$i_y = i_{c1} - i_{e1} + i_{e2} = i_{c1} + (b_2 - 1) i_{e1}$

$i_y = v_x / r_{01} + (b_2 - 1) v_x / 2r_{01}$

$i_y = v_x / r_{01} (1 + (b_2 - 1)/2) \gg v_x 2b_2 / r_{01}$

Mas $b_2/r_{01} = b_2 I_{C1}/V_A \gg I_{C2} / V_A = 1/r_{02}$ *então*

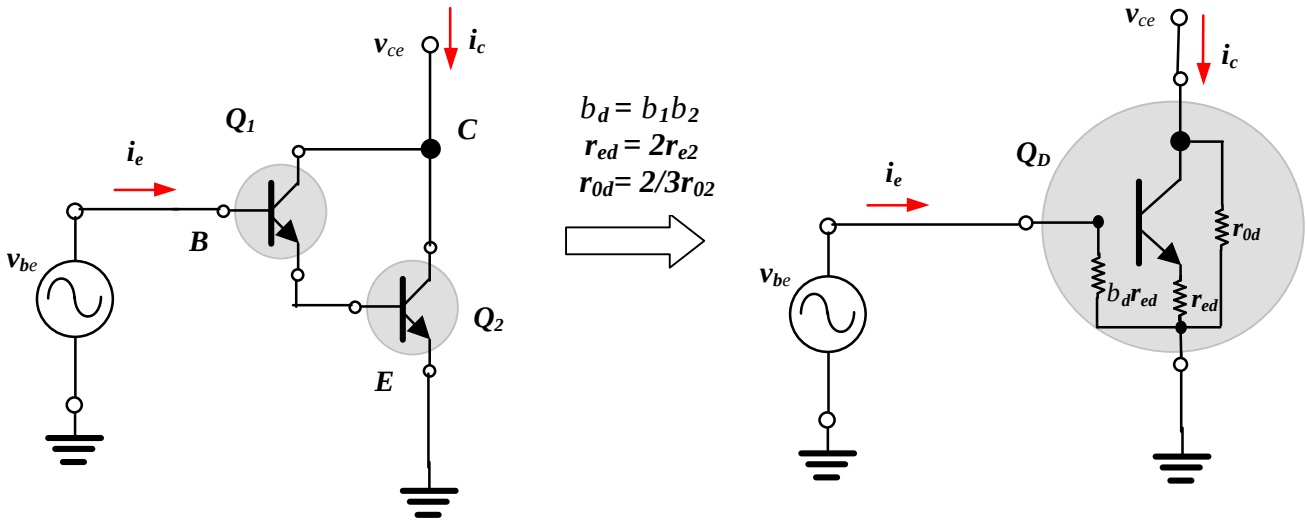
$i_y = v_x 2/r_{02}$ *e*

$r_y = v_x / i_y = r_{02}/2$ *e portanto*

$r_{0d} = r_y // r_{02} = r_{02}/2 // r_{02}$

$$\boxed{r_{0d} = 2/3 .\ r_{02}} \qquad (120)$$

Portanto esta conexão de dois transitores pode ser substituindo por um transitor como mostrado abaixo.

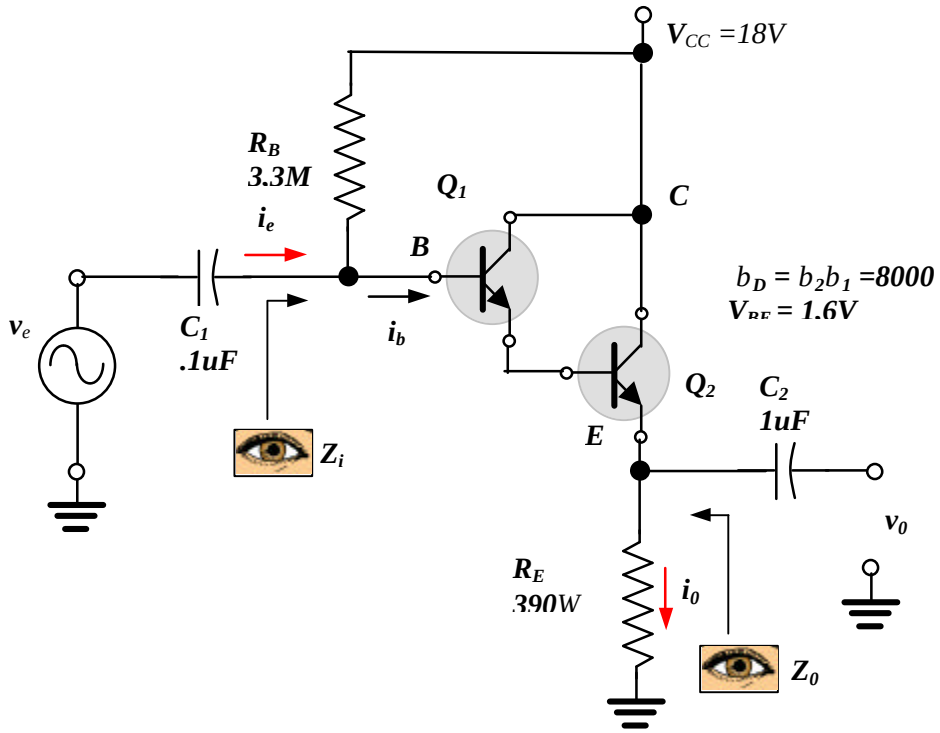


Na prática a mais presente das aplicações com esta conecção é o amplificador seguidor de emissor, já que, o que se deseja é o alto ganho de corrente. Para exemplificar isto vamos resolver o exercício abaixo.

Exercício:

Para o circuito seguidor de emissor abaixo, determine

a) Z_i e Z_0
b) A_v e A_i



1) Análise DC

Da malha base emissor temos,

$I_B = (V_{CC} - V_{BE})/[R_B + (b_D + 1)R_E] = (18V - 1{,}6V)/[3{,}3MW + (8000+1)390W]$

$\approx 16{,}7V/[3{,}3MW + 3{,}12MW] = 16{,}7V/6{,}42MW \approx$ **2,6mA**

A corrente de coletor é dada por:

$I_E \approx I_C = b_D I_B =$ **20,8mA**

$r_{ed} = 2r_{e2} = 2V_T / I_C = 52mV/20{,}8mA \approx$ **2,6**W

2) Análise AC

a) A impedância de entrada é dada por:

$Z_i = R_B // (b_D+1)(R_E + r_{ed}) = 3{,}3MW // 3{,}12MW \approx$ **1,6 M** W

b) A impedância de saída ($v_e = 0$) é dada por:

$Z_0 = r_{0d} // R_E // r_{ed} \approx r_{ed} \approx$ **2,6**W

c) O ganho de tensão é dado (desprezando r_{0d}) por:

$A_v = R_E/(R_E + r_{ed}) = 390/392{,}6 =$ **0.993**

d) O ganho de corrente pode ser facilmente determinado. Da figura temos,

$i_b = R_B/(R_B + (b_D+1)R_E)\, i_e$ *então*

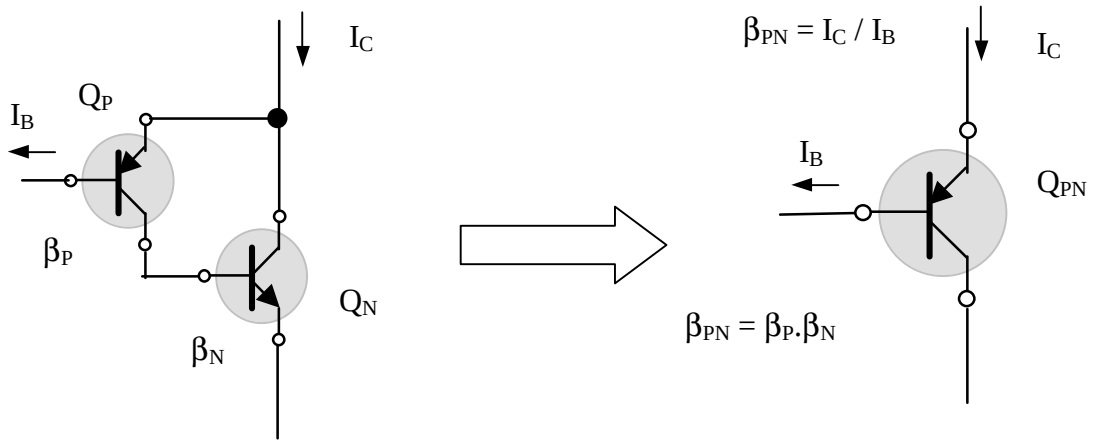
$i_0 = b_D i_b = b_D R_B/(R_B + (b_D+1)R_E)$ *logo*

$A_i \approx b_D R_B/(R_B + b_D R_E) = 8000.3{,}3MW/(6{,}42MW) \approx$ **4112**

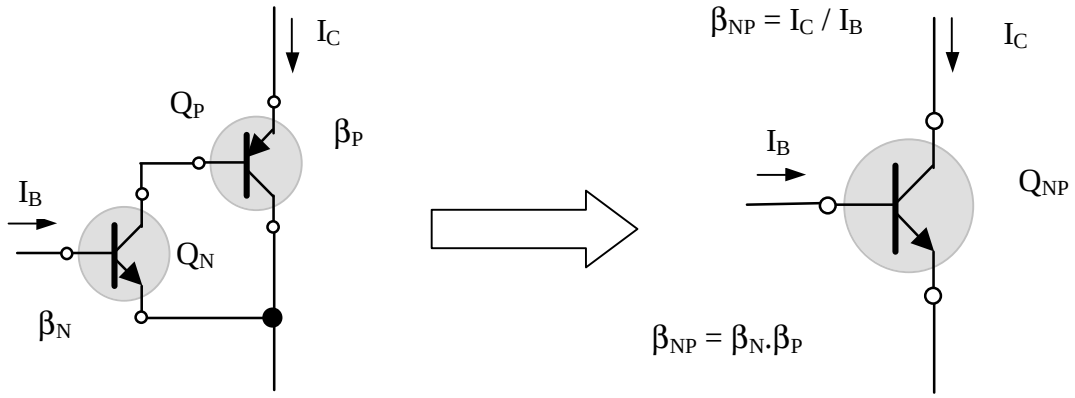
✓ Configuração Par realimentado (Quasi-Darlington)

A principal função desta configuração é conseguir alta impedância de entrada e alto ganho de corrente principalmente como um dispositivo complementar ao Darlington NPN .

O arranjo desta configuração é conectar dois transistores de tipos diferentes de maneira que se o ganho de corrente de um transistor for β_1 e o do outro for β_2 então o ganho de corrente do arranjo será igual a $\beta_{12} = \beta_1.\beta_2$. O par realimentado funciona muito bem como um arranjo PNP –NPN para ser equivalmete a um transistor PNP de alto ganho de corrente. A figura abaixo mostra esta configuração.



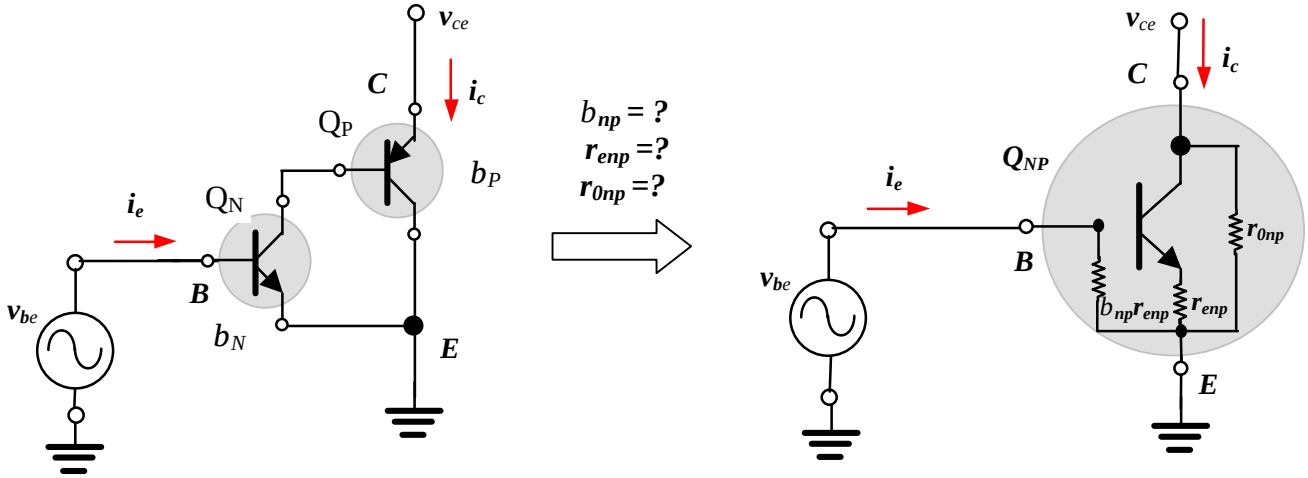
Par PNP-NPN



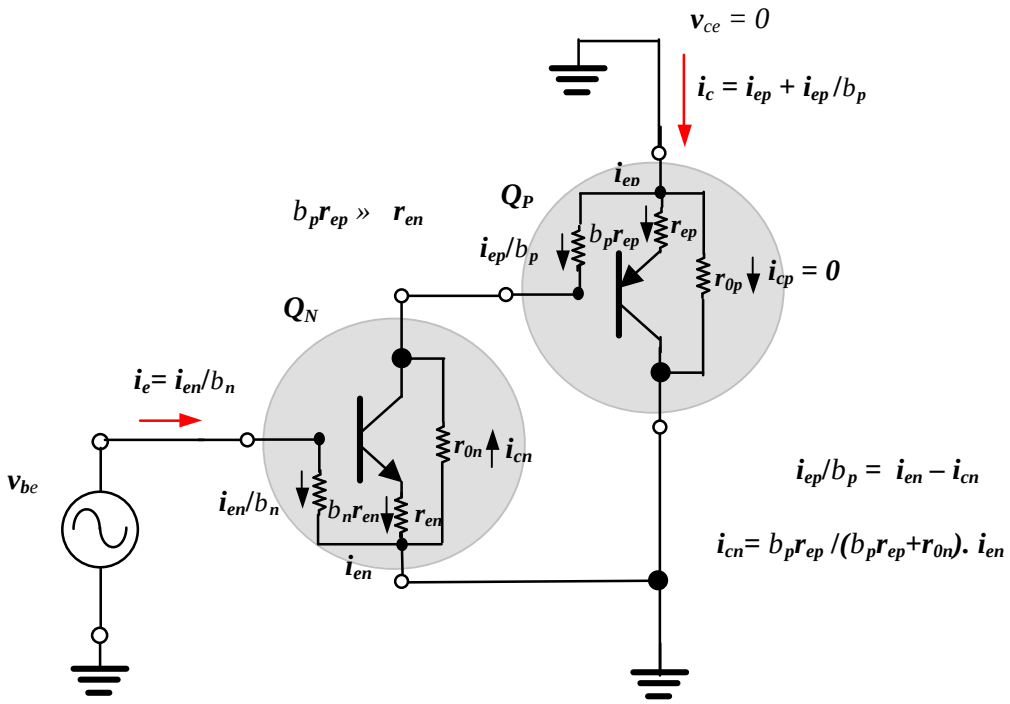
Par NPN-PNP

Obs: Analisaremos somente a conexão NPN-PNP, mas todos os resultados se aplica ao outra conexão.

Novamente, podemos representar esta conexão da mesma forma que fazemos para um transitor.Para isto, considere a figura abaixo e vamos determinar a sua impedância de entrada, a sua tranresistência ($r_{ep} = v_{be}/i_c$ com $v_{ce} = 0$), o seu ganho de corrente AC ($b_n = i_c/i_e$ com $v_{ce} = 0$) e sua impedância de saída (r_{0p}).



Utilizando o modelo do transistor para determinar inicialmente o ganho de corrente AC (b_{np}) e a transresistência do par . Então,



Da figura temos, a corrente de entrada é dada por:

$$\boldsymbol{i_e = i_{en}/b_n} \qquad (121)$$

A corrente i_{cn} *é igual a corrente que sai do emissor de* Q_N (i_{en}) *dividida pelo divisor resistivo* r_{0n} *e* $b_p r_{ep}$ *então,*

$$i_{cn} = b_p r_{ep} /(b_p r_{ep} + r_{0n}).\ i_{en} \qquad (122)$$

Esta equação pode ser bem aproximada usando o fato de que:

$$\begin{cases} b_p r_{ep} = b_p V_T / I_{CP} \quad \text{mas} \\ I_{CP} = b_{2DC}\, I_{BP} = b_{2DC}\, I_{EN} \gg b_{2DC}\, I_{CN} \gg b_p I_{CN} \text{ logo} \\ b_p r_{ep} \gg V_T / I_{CN} = r_{en} \end{cases} \qquad (123)$$

Substituindo (123) em (122) resulta,

$$i_{cn} \gg r_{en} /(r_{en} + r_{0n}).\ i_{en}$$

$$\boldsymbol{i_{cn} \gg r_{en} / r_{0\,n} . i_{en}} \qquad (124)$$

A corrente de base de Q_P *é dada por:*

$$i_{ep}/b_p = i_{en} - i_{cn}$$

$$i_{ep} = b_p\, i_{en} - b_p\, i_{cn} \qquad (125)$$

Substituindo (124) em (125) resulta,

$$\boldsymbol{i_{ep} \gg b_p\, (1 - r_{en} / r_{0\,n}) . i_{en} \gg b_p\, i_{en}} \qquad (126)$$

A corrente de saída é dada por:

$$i_c = i_{ep}\, (1 + 1/b_p) \gg i_{ep} \qquad (127)$$

Substituindo (126) em (127) e em seguida (121) resulta,

$$\boldsymbol{i_c \gg b_p\, i_{en} = b_p . b_n\, i_e} \qquad (128)$$

Logo

$$\boxed{\boldsymbol{b_{np} = i_c / i_e \gg b_n . b_p}} \qquad (129)$$

Para determinar a transresistência (r_{enp}) nos reportamos novamente a figura anterior. Assim, da malha base emissor de Q_n temos,

$$v_{be} = b_n r_{en} i_e \qquad (130)$$

Substituindo (128) e (130) em (113) resulta,

$$v_{be} \;\text{»}\; r_{en} / b_p \, i_c \qquad (131)$$

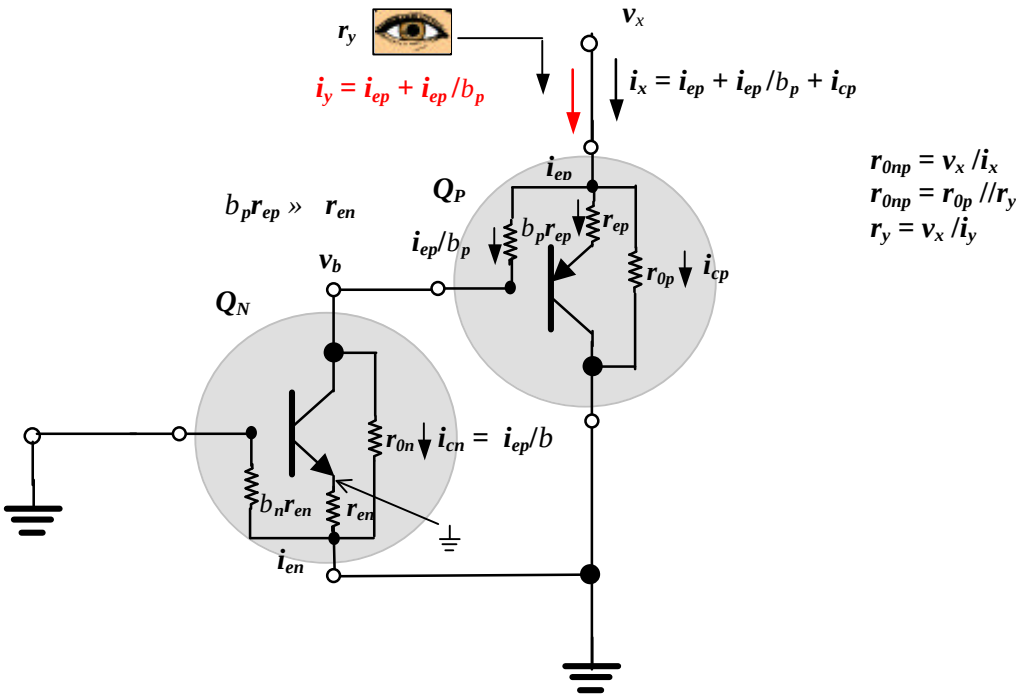
Mas de (123) r_{en}» $b_p r_{ep}$ então,

$$\boxed{r_{enp} = v_e / i_c \;\text{»}\; r_{ep}} \qquad (132)$$

Isto é, a transresistência da conexão é igual a tranresistência do transistor PNP, e portanto só depende da corrente de polarização deste.

❖ ***Obs: Note que a transresistência é o dobro da conexão Darlington para as mesma condições de polarização.***

Para determinar a impedância de saída (r_{0np}) nos reportamos agora a figura abaixo. Assim, da malha base de Q_1 ao emissor de Q_2 temos,



Da figura temos

$i_{ep} / b_p = v_x / (b_p r_{ep} + r_{0n})$

como $b_p r_{ep} \gg r_{en}$ *e* $r_{0n} >> r_{en}$

$i_{ep} / b_p \gg v_x / r_{0n}$ (133)

Agora a corrente i_{ep} *pode ser facilmente obtida*

$i_{ep} \gg b_p v_x / r_{0n}$ (134)

Temos Ainda,

$i_y = i_{ep} (1 + 1/b_p) \gg i_{ep}$ (135)

Substituindo (134) em (135) resulta,

$i_y \gg b_p v_x / r_{0n}$

Mas $b_p / r_{0n} = b_p I_{CN} / V_A \gg I_{CP} / V_A = 1 / r_{0p}$ *então*

$i_y = v_x \; 1/r_{0p}$ *e*

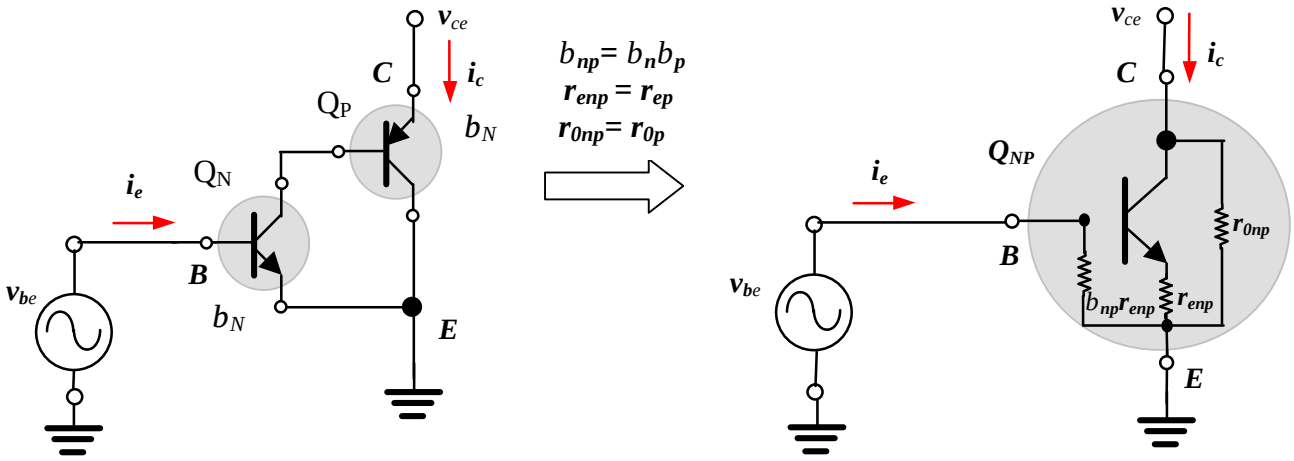
$r_y = v_x / i_y \gg r_{02}$ *e portanto* (136)

$r_{0np} = r_y // r_{02} = r_{02} // r_{02}$

$r_{0np} \gg r_{02}/2$ (137)

Obs: Note que a impedância de saída é igual a metade da impedância de saída do transistor PNP, e assim maior do que a conexão Darlington para as mesma condições de polarização.

Portanto esta conexão de dois transitores pode ser substituindo por um transitor como mostrado abaixo.



Na prática é comum uma variação da configuração Par realimentado, como mostra a figura abaixo.O objetivo do resistor R_P é de estabelecer uma corrente de polarização relativamente precisa no transistor Q_N. É deixado como exercício para o aluno mostrar que nesta configuração os parâmetros equivalentes agora são dados por:

$$b_{np} \;\text{»}\; b_n b'_p\,, \quad r_{enp} \;\text{»}\; \overbrace{k/b'_p}^{k'}\,.\, r_{ep}\,, \quad r_{0np} \;\text{»}\; r_{0p}\, k'/(k'+1)$$

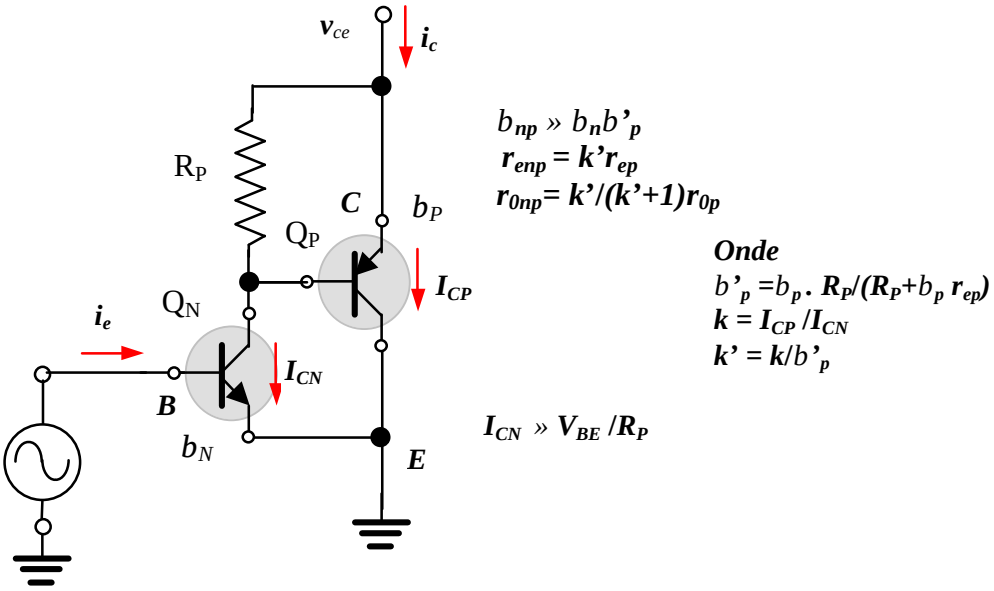
$$\textbf{Onde} \quad b'_p = b_p\,.\, R_P/(R_P + b_p\, r_{ep}) \qquad e \qquad k = I_{CP}/I_{CN}$$

Sendo que I_{CP} e I_{CN} são as correntes de polarização que passa por Q_P e Q_N, respectivamente.

Note que se R_B = ¥ então $b'_p = b_p$ e $k = I_{C2}/I_{C1} = b_p$ $(k'=1)$ e portanto,

$$b_{np} \;\text{»}\; b_n b_p\,, \qquad r_{enp} \;\text{»}\; r_{ep} \quad e \quad r_{0np} \;\text{»}\; r_{0p}/2$$

O efeito de R_P é de diminui os valores de b_{np}, r_{enp} e r_{0np}.(k' é sempre menor ou igual a 1).



A corrente de polarização (coletor) do transistor Q_N será dada por:

$I_{CN} = V_{BE} / R_P + I_{CP} / b_P$ *Onde* I_{C2} *é A corrente de polarização do transistor* Q_P.

Na prática I_{CP} *é tipicamente* $10.I_{CN}$ *(k =10) então,*

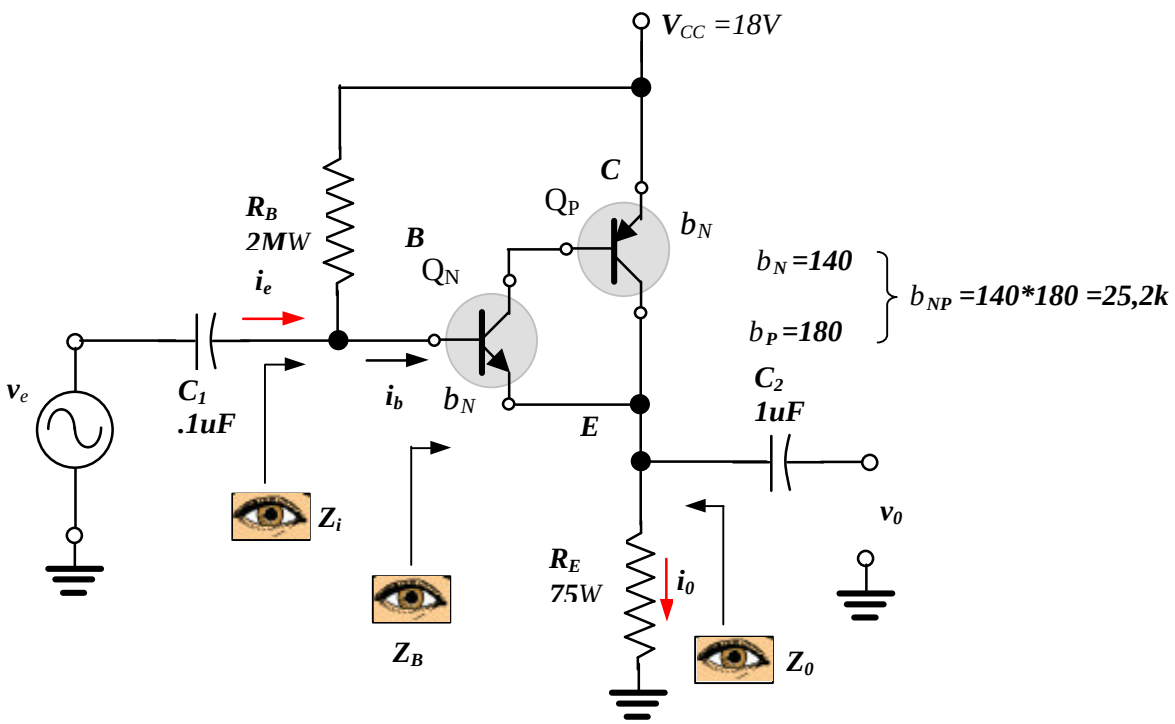
$I_{CN} \gg V_{BE} / R_P$

Comumente uma das aplicações com esta conecção é o amplificador seguidor de emissor, devido o seu alto ganho de corrente. Outra aplicação é como amplicador emissor comum. Para exemplificar vamos resolver os exercícios abaixo.

Exercício 1:

Para o circuito seguidor de emissor abaixo, determine

c) Z_i e Z_0
d) A_v e A_i



1) Análise DC

Da malha base emissor temos,

$$I_{BN} = (V_{CC} - V_{BE})/[R_B + \overset{\gg b_{NP}}{(b_{NP} + 1)} R_E] = (18V - 0{,}7)/[2MW + (140*180)75W]$$

$$\gg 17{,}3V / [2MW + 1{,}89MW] = 17{,}3V / 3{,}89MW \gg \mathbf{4{,}45}mA$$

A corrente de coletor de Q_N é dada por:

I_{EN} » $I_{CN} = b_N I_B = 140 * 4{,}45mA = 0{,}62mA$

Só para verificação temos,

$r_{en} = V_T / I_{CN} = 26mV / 0{,}62mA$ » **41,9**W

A corrente de coletor de Q_P é dada por:

I_{EP} » $I_{CP} = b_P I_{CN} = 180 * 0{,}62mA$ » $112mA$

e

$r_{enp} = r_{ep} = V_T / I_{CP} = 26mV / 112mA$ » **0,23**W

2) Análise AC

a) A impedância de entrada é dada (desprezando r_{0np}) por:

$$Z_i = R_B // \overbrace{[(b_{np}+1) R_E + b_{np} r_{enp}]}^{Z_B} \text{ » } 2MW // 1{,}89MW \text{ » } \mathbf{974k}\ W$$

b) A impedância de saída ($v_e = 0$) é dada por:

$Z_0 = r_{0np} // R_E // r_{enp} // b_{np} r_{ep}$ » r_{ep} » **0,23**W

c) O ganho de tensão é dado (desprezando r_{0np}) por:

$A_v = R_E / (R_E + r_{enp}) = 75W / (75W + 0{,}23W)$ » **0.997**

d) O ganho de corrente pode ser facilmente determinado. Da figura temos,

$i_b = R_B / (R_B + Z_B)\, i_e$ *então*

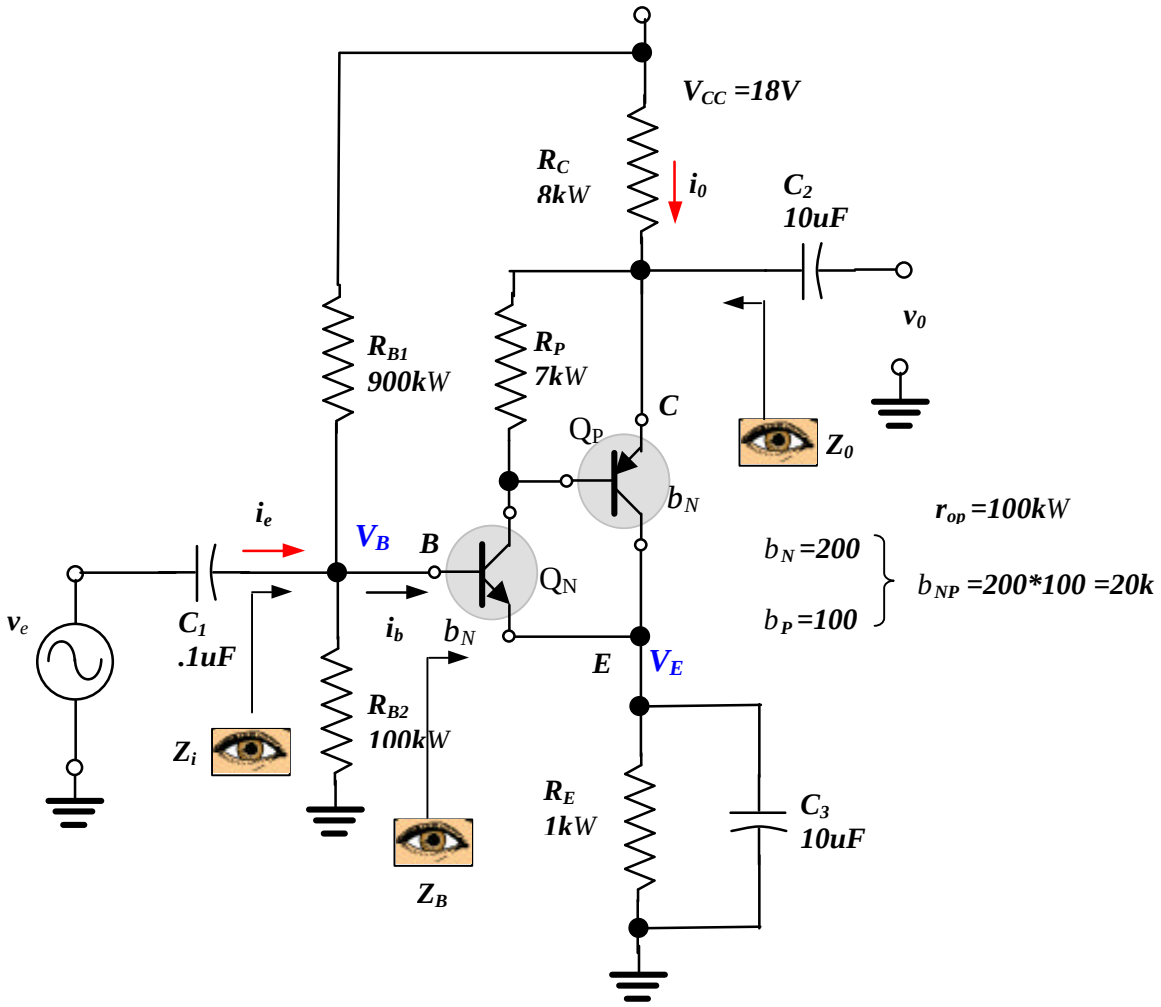
$i_0 = b_{np}\, i_b = b_{np}\, R_B / (R_B + Z_B)$ *logo*

A_i » $b_{np}\, R_B / (R_B + Z_B) = 25{,}2k * 2MW / (3{,}89MW)$ » **12,95k** ($< b_{np}$)

Exercício 2:

Para o circuito amplificador emissor comum com o par quasi-darlington abaixo, determine.

a) Z_i e Z_0
b) A_v e A_i



1) Análise DC

Antes de mais nada é importante notar que:

a) a corrente de transistor Q_N já está definida pelo resistor R_P e a tensão V_{BE} de Q_P;
b) que a soma das corrente que passa nos dois transistores é definida pelo o potencial do terminal de emissor e o resistor R_E;
c) se a corrente de base de Q_N for muito menor que as correntes que passam pelo resistores R_{B1} e R_{B2} então a tensão na base de Q_N independe desta.

A corrente de coletor do transistor Q_N (I_{CN}) é dada por:

$I_{CN} = V_{BE} / R_P = 0{,}7V/7kW =$ ***100mA***

A corrente de base do transistor Q_N (I_{BN}) é dada por:

$I_{BN} = I_{CN} / b_N = 100mA / 200 =$ ***0,5mA***

Se calcularmos a corrente que em R_{B1} e R_{B2} (I_B) com a base de Q_N desconectada temos,

$I_B = V_{CC} / (R_{B1} + R_{B2}) = 18V / (900kW + 100kW) =$ ***18m A***

Que muito menor que a corrente de I_{BN}. Portanto, se desconectarmos a base de Q_N, a tensão nesta praticamente não mudará. Em outra palavras a corrente de base de Q_N pode ser desconsiderada. (isto é equivalente a dizer que $Z_B >> R_{B1}//R_{B2}$)

Portanto a tensão na base de Q_N pode ser calculada por:

$V_B \approx V_{CC} R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2}) = 18V*100kW / (900kW + 100kW) =$ ***1,8V***

E a tensão no emissor de Q_N

$V_E = V_B - V_{BE} = 1{,}8V - 0{,}7V =$ ***1,1V***

A corrente que passa pelo resistor R_E é agora determinada

$I_E = V_E / R_E = 1{,}1V / 1kW =$ ***1,1mA***

Assim corrente de coletor de Q_P (I_{CP}) é dada por:

$I_{CP} = I_E - I_{CN} = 1{,}1mA - 0{,}1mA =$ ***1mA***

2) Análise AC

Da análise anterior

$r_{ep} = V_T / I_{CP} = 26mV / 1mA =$ ***26W***

Temos ainda,

$b'_p = b_p . R_P/(R_P + b_p r_{ep}) = 100*7kW / (7kW + 2{,}6kW) \approx$ ***73***

$k = I_{CP} / I_{CN} = 1mA / 0.1mA =$ ***10*** *e* $k' = k / b'_p = 10 / 73 \approx$ ***0,13***

Logo

b_{np} » $b_n b'_p$ =200*73 =14,6k
r_{enp} = k'r_{ep} = 0,13*26 » 3,4W
r_{0np}= k'/(k'+1)r_{0p} = 0,13/(0,13+1)*100kW » 11,5kW

a) A impedância de entrada é dada por:

$$Z_i = \underbrace{R_{B1} // R_{B2}}_{R_B} // \underbrace{[b_{np} r_{enp}]}_{Z_B} \text{ » } 900kW // 100kW // (14{,}6k*3{,}4W) \text{ » } 32k\,W$$

b) A impedância de saída (v_e =0) é dada por:

$Z_0 = // R_C = 11{,}5kW // 8kW$ » **4,7kW**

c) O ganho de tensão é dado por:

$A_v = - Z_0 / r_{enp} = - 4{,}7kW / 3{,}4W$ » **-1.382**

d) O ganho de corrente pode ser facilmente determinado.

$i_b = R_B / (R_B + Z_B)\, i_e = 90kW / 142kW\, i_e = 0{,}64 i_e$ *(divisor de corrente R_B e Z_B)*

$i_0 = r_{0np} / (r_{0np} + R_C) b_{np} i_b = 11{,}5kW / (11{,}5kW + 8\ kW)\ b_{np} i_b = 0{,}59 b_{np} i_b$ *(divisor de corrente*

r_{onp} e R_C)

logo

$A_i = i_0 / i_e = 0{,}59 * b_{np}\, 0{,}64 = 0{,}59 * 14{,}6 * 0{,}64$ » **5,51k**