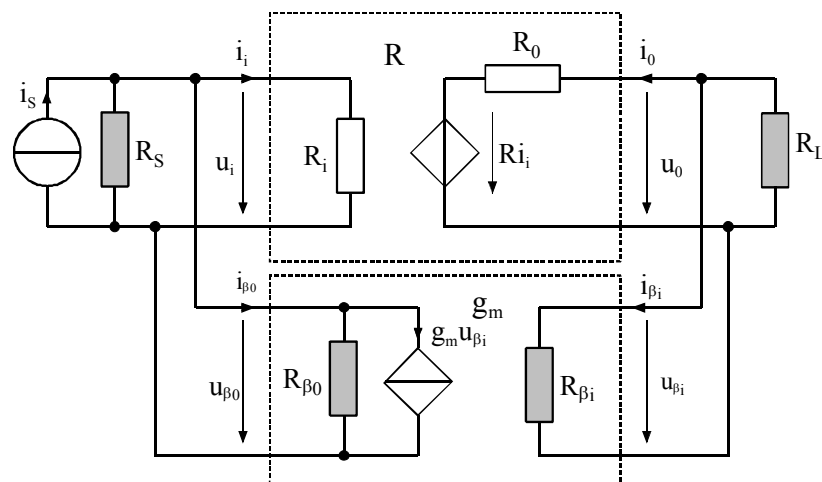


Systèmes électroniques

Chapitre 3a

APPLICATION : **LE RÉGULATEUR DE TENSION** *Dimensionnement*



T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

1. RÉGULATEUR LINÉAIRE DE TENSION.....	1
1.1 PRÉPARATION AU LABORATOIRE.....	1
1.1.1 Dimensionnement d'un régulateur linéaire de tension.....	1
1.1.2 Travail à réaliser.....	2

1. RÉGULATEUR LINÉAIRE DE TENSION.

1.1 PRÉPARATION AU LABORATOIRE

1.1.1 Dimensionnement d'un régulateur linéaire de tension

Soit le régulateur linéaire illustré à la Figure 1-1 présentant les caractéristiques suivantes

Tension de sortie nominale	:	$U_{0[nom]}$	=	5V
Tension d'entrée nominale	:	$U_{in[nom]}$	=	15V
Tension d'entrée minimale	:	$U_{in[min]}$	=	12V
Tension d'entrée maximale	:	$U_{in[max]}$	=	18V
Courant de sortie nominal	:	$I_{0[nom]}$	=	0.5A
Courant de sortie maximum @ $U_0=5V$:	$I_{0[max]}$	=	1A $\pm 20\%$
Courant de sortie maximum @ $U_0=0V$:	I_{OCC}	:	<i>courant de court-circuit</i> <i>(valeur minimale à déterminer)</i>
Tension collecteur-émetteur minimale du transistor ballast (Q_{13})	:	$U_{CE(Q13)[min]}$	=	1V

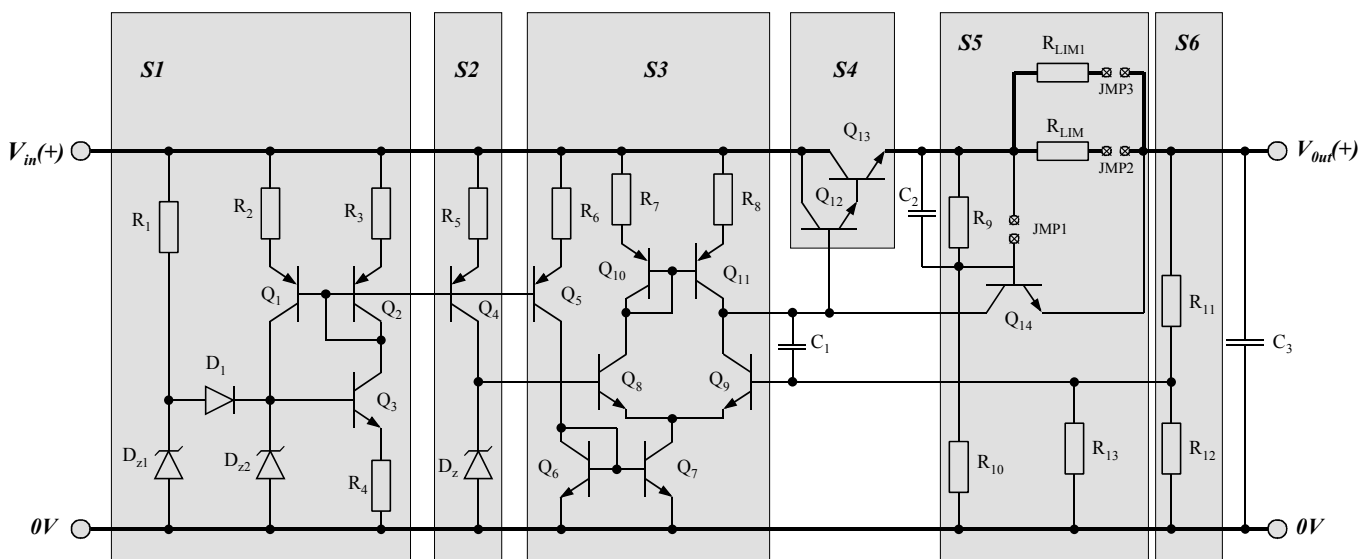


Figure 1-1: Régulateur linéaire de tension

Les semiconducteurs à disposition sont :

- Pour les transistors

Modèle	Type	U_{CEmax} [V]	I_{Cmax} [mA]	P_{max} [W]	β_{typ}	U_a [V]
PN100A	NPN	45	500	0.65	150	120
PN200A	PNP	45	500	0.65	150	120
2N5191	NPN	60	4000	40	50	100

- Pour les diodes Zeners

Modèle	U_{Znom} [V] @ I_{Ztest} [mA]	I_{Ztest} [mA]	P [mW]
BZX55C4V7	4.7V±10%	5mA	500
BZX55C5V6	5.6±10%	5mA	500
BZX55C2V7	2.7±10%	5mA	500

1.1.2 Travail à réaliser

On demande

1. D'expliquer le rôle de chaque bloc ($S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$).
2. De déterminer les courants de polarisation (cas nominal : $U_{in}=15V, U_0=5V$) de chaque bloc et donc les résistances R_1 à R_8 et R_{11}, R_{12}, R_{13} en expliquant brièvement vos choix.
3. De calculer le niveau DC (point de repos) en chaque nœud du circuit.
4. De calculer les résistances du bloc S_6 assurant le respect des spécifications liées à la limitation du courant de sortie.
5. De calculer la puissance dissipée dans le transistor Q_{13} (pire cas) lorsque $i_0=I_{0[max]}$, pour le cas de la limitation sans repliement.
De calculer la puissance dissipée dans le transistor Q_{13} (pire cas) lorsque $i_0=I_{0[max]}$, pour le cas de la limitation avec repliement.
De calculer la puissance dans le transistor Q_{13} (pire cas) lors d'un court-circuit $i_0=I_{0[CC]}$ sur la sortie, pour le cas de la limitation avec repliement.
6. De calculer l'impédance de sortie pour le point de fonctionnement nominal ($I_0=0.5A \Rightarrow R_L=10\Omega$).
7. De calculer, à partir de l'impédance de sortie, le facteur de régulation de charge

$$(\text{load regulation}) : F_C = \frac{\Delta u_0}{U_0} \bigg|_{\substack{U_{in}=U_{in[nom]} \\ 0 \leq I_0 \leq I_{0[nom]}}} = \frac{R_{0F} \cdot I_{0[nom]}}{U_0} \bigg|_{U_{in}=U_{in[nom]}}$$

8. De calculer le facteur de régulation de ligne : $F_L = \frac{\Delta u_0}{U_{0[nom]}} \bigg|_{\substack{U_{in[min]} \leq U_{in} \leq U_{in[max]} \\ I_0=I_{0[nom]}}}$

1. DÉFINITION DES BLOCS UTILISÉS

- S1 : Source de courant de référence
Le démarrage du système est assuré par la diode Zener D_{Z1} polarisée par la résistance R_1 : En effet la tension u_{Z1} fait conduire le transistor Q_3 . Le courant de collecteur de Q_3 sort du miroir de courant formé de Q_1 et Q_2 et impose la valeur du courant de collecteur de Q_2 . Ce courant confirme la polarisation de Q_1 et polarise la diode Zener D_{Z2} . La diode D_1 se bloque lorsque $u_{Z2} > u_{Z1}$, et le système de démarrage, qui laisse subsister une ondulation sur la tension u_{Z1} du fait de la résistance différentielle de la diode Zener, est déconnecté du dispositif donnant la référence.
- S2 : Tension de référence
L'utilisation d'une source de courant (miroir de courant dégénéré) pour la polarisation de la diode Zener provoque une indépendance de la tension de sortie par rapport aux variations du courant de polarisation qui théoriquement doivent être nulles. Par contre les variations de température ont une influence directe sur la tension de référence issue de la diode.
- S3 : Étage amplificateur différentiel à sortie asymétrique
Il s'agit d'un étage différentiel avec charge active (gain en tension $A_V \gg 1$). La structure différentielle de cet étage permet d'appliquer une réaction négative globale au circuit. L'étage est polarisé par un miroir de courant constitué de Q_6 et Q_7 . La charge active est constituée du miroir de courant dégénéré Q_{10} et Q_{11} . Les résistances R_7 et R_8 permettent d'éviter l'emballement thermique de Q_{11} lorsque la sortie du régulateur linéaire est court-circuitée. La sortie de l'étage différentiel est asymétrique, elle est chargée par le montage Darlington représenté par le bloc S4.
- S4 : Transistor Ballast
Ce bloc sert à absorber la différence de tension entre l'entrée et la sortie. Ce transistor Ballast est constitué de deux transistors NPN dont la structure de connexion est celle d'un montage Darlington.
- S5 : Circuit de protection
Ce bloc correspond au circuit de protection assurant une caractéristique avec repliement ou sans repliement du courant permettant d'éviter au transistor ballast de puissance de dissiper une puissance trop importante lors de court-circuit sur la sortie.
- S6 : Circuit de réaction
Correspond au circuit de réaction du régulateur série de tension (réaction négative globale). Si le gain A_V de la partie amplificateur est grand ($A_V \gg 1$), la tension de sortie U_0 sera proportionnelle de la tension de référence ($1/\beta$).

2. COURANTS DE POLARISATION (CAS NOMINAL)**2.1 Bloc S1, résistances R₁, R₂, R₃, R₄**

Choix : Courant de polarisation de la diode Zener D_{Z1} fixé à I_{0DZ1}=1mA (pas besoin de précision sur la tension Zener)

$$R_1 = \frac{U_{in} - U_{DZ1}}{I_{DZ1}} = \frac{15 - 4.7}{1} = 10.3k\Omega \quad (10k00) \quad 1.1$$

Choix : Courant de polarisation de la diode Zener D_{Z2} fixé à I_{DZ2}=5mA et chute de tension de 0.5V sur la partie dégénérée des miroirs de courant (aux bornes des résistances R₂, R₃, R₅ et R₆)

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{DZ2}} = \frac{0.5}{5} = 100\Omega \quad (100R) \quad 1.2$$

Choix : Courant de polarisation de R₄ fixé à I_{R4}=1mA

$$R_3 = 500\Omega \quad (510R) \quad 1.3$$

$$R_4 = \frac{U_{DZ2} - U_{BE(Q3)}}{I_{R4}} = \frac{5.6 - 0.7}{1} = 4.9k\Omega \quad (5k10) \quad 1.4$$

2.2 Bloc S2, résistance R₅

Choix : Courant de polarisation de la diode Zener D_{Z3} fixé à I_{DZ3}=5mA (de cette manière on peut négliger le courant de base du transistor Q₈).

$$R_5 = \frac{0.5}{5} = 100\Omega \quad (100R) \quad 1.5$$

2.3 Bloc S3, résistance R₆

Le courant minimum de la sortie asymétrique de l'étage différentiel est équivalent au courant maximum de base de Q₁₂ pour assurer un courant de 1A dans le transistor Q₁₃

$$I_{B(Q12)[max]} = \frac{I_{0[max]}}{\beta_{12} \cdot \beta_{13}} = \frac{1}{50 \cdot 150} = 127\mu A \quad 1.6$$

Le courant minimum de la source de courant (Q₇) doit donc être le double du courant I_{B(Q12)[max]}. En prenant une marge d'un facteur 5 on obtient

$$R_6 = \frac{U_{R2}}{5 \cdot (2 \cdot I_{B(Q12)[max]})} = \frac{0.5}{5 \cdot 2 \cdot 0.127} = 393\Omega \quad (330R) \quad 1.7$$

La tension U_{CE} de Q₁₀ est 0.7V. Par contre la tension U_{CE} de Q₁₁, lors d'un court-circuit de la sortie, est proche de U_{in}. Les résistances R₇ et R₈, en dégénérant le miroir de courant (Q₁₀, Q₁₁), évitent l'emballement thermique de Q₁₁. On fixe arbitrairement une augmentation de courant de 20% pour une élévation de température de Q₁₁ de 25°C, soit un Δu_{BE}=-50mV

$$R_7 = R_8 = \frac{-\Delta u_{BE}}{0.2 \cdot I_{R8}} = \frac{-\Delta u_{BE}}{0.2 \cdot 5 I_{B(Q12)_{[\max]}}} = \frac{50}{0.2 \cdot 5 \cdot 0.127} = 393\Omega \quad (330R) \quad 1.8$$

2.4 Bloc S6 : Circuit de réaction

Comme pour le cas de l'amplificateur classe AB, nous sommes en présence d'une réaction de type "série -- parallèle" (tension – tension). Pour avoir une tension de sortie nominale U_0 de 5V, il faut que le point milieu du diviseur $R_{11}, R_{12,13}$ soit égal à la tension de référence U_{DZ3} .

(Hypothèse $A_V \gg 1 \Rightarrow U_0 = \frac{1}{\beta} U_{DZ3}$)

$$\frac{U_{DZ3}}{U_0} = \frac{R_{12,13}}{R_{11} + R_{12,13}} \quad 1.9$$

ou encore sous une autre forme

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_{11}}{R_{12,13}} &= \frac{U_0}{U_{DZ3}} - 1 = \frac{5}{2.7} - 1 = 0.852 \\ R_{11} &= 1k8 \\ R_{12,13} &= 2k11 \Rightarrow R_{12} = 2k2, R_{13} = \text{à ajuster et fonction de la tension zener de } D_{Z3} \end{aligned} \right\} \quad 1.10$$

3. POTENTIELS ET COURANTS DE POLARISATION NOMINAUX

3.1 Potentiels de chaque nœud (référence : masse électrique)

La Figure 1-2 donne les potentiels de chaque nœud, pour le cas de la limitation de courant avec repliement, en faisant l'hypothèse que la tension de jonction base-émetteur des transistors vaut $U_j=0.7V$ et que les β sont les valeurs typiques définies dans la donnée.

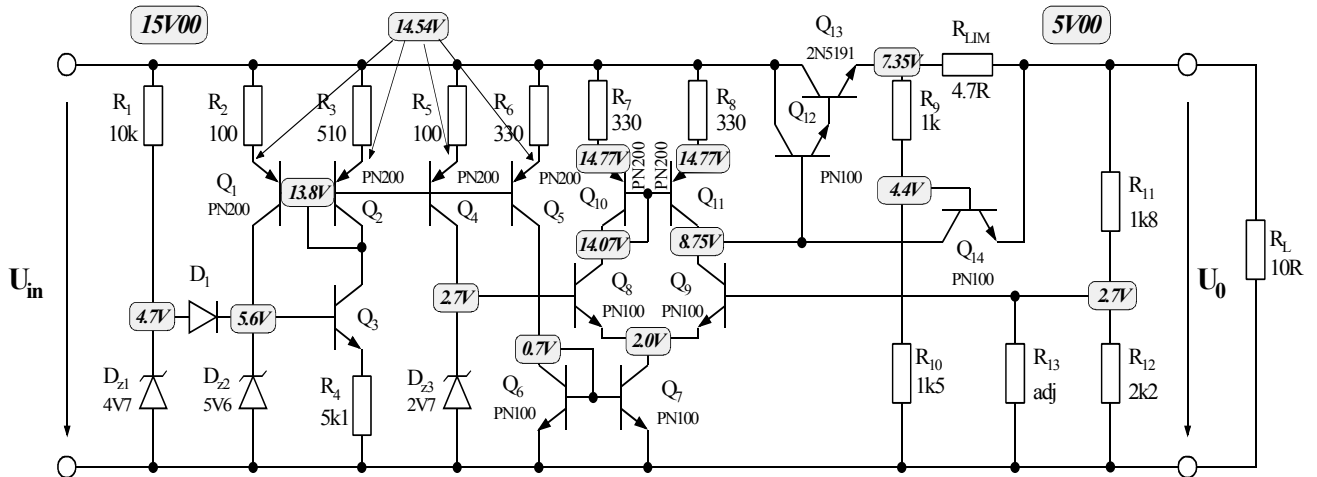


Figure 1-2 : Potentiels de chaque nœud

3.2 Courants dans chaque branche

La Figure 1-3 montre les courants dans chaque branche en faisant l'hypothèse que la tension de jonction base-émetteur des transistors $U_j=0.7V$ et que les β sont les valeurs minimales définies dans la donnée.

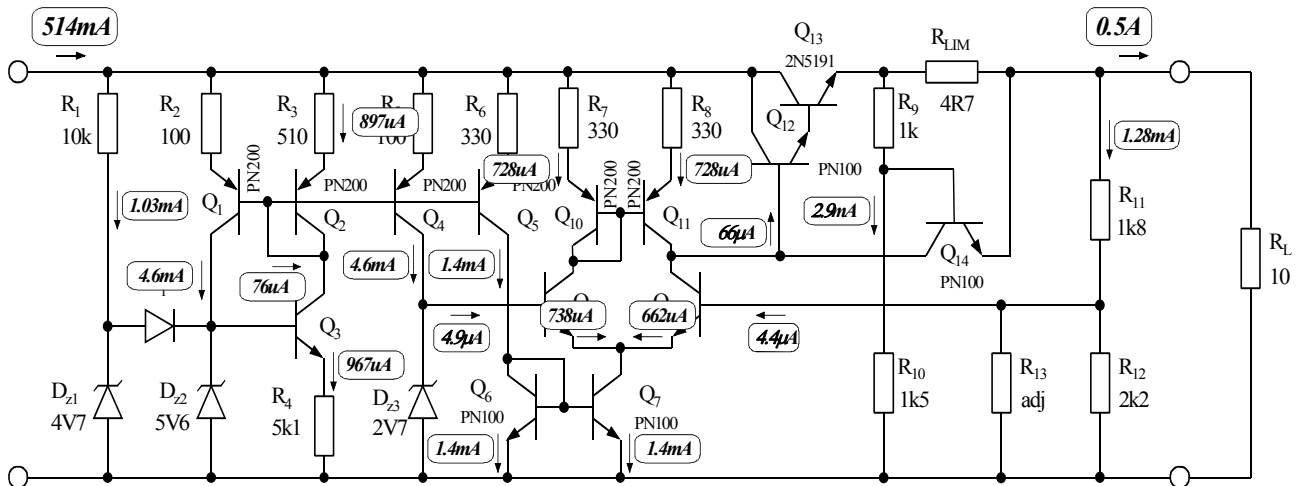


Figure 1-3 : Courants dans chaque branche

4. LIMITATION DU COURANT DE SORTIE (CARACTÉRISTIQUE SANS ET AVEC REPLIEMENT)

4.1 Relations générales

De la Figure 1-1 on peut écrire

$$u_{RLIM} = u_{R9} + u_{BE(Q14)} \quad 1.11$$

$$u_{RLIM} = R_{LIM} \cdot i_0 \quad 1.12$$

$$u_{R9} = (U_0 + u_{RLIM}) \cdot \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} \quad 1.13$$

en admettant que le transistor Q₁₄ conduit avec une tension de jonction $U_{BE(Q14)}=U_J=0.7V$

et en posant $\lambda = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}}$

$$i_{LIM} = \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{\lambda U_0 + U_J}{1 - \lambda} \left. \begin{array}{l} I_{0[max]} = \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{\lambda U_{0[nom]} + U_J}{1 - \lambda} \\ I_{0CC} = \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{U_J}{1 - \lambda} \end{array} \right\} \quad 1.14$$

4.2 Cas sans repliement

Pour le cas sans repliement, on peut poser

$$R_9 = 0 \text{ et } R_{10} = \infty \Rightarrow \lambda = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} = 0 \quad 1.15$$

et par conséquent

$$I_{0[max]} = I_{0CC} = \frac{U_J}{R_{LIM}} \quad 1.16$$

et finalement

$$R_{LIM} = \frac{U_J}{I_{0[max]}} = \frac{0.7}{1} = 0.7\Omega \quad (R82) \quad 1.17$$

Le courant maximum de sortie vaudra donc

$$I_{0[max]} = \frac{U_J}{R_{LIM}} = \frac{0.7}{0.82} = 850mA \quad 1.18$$

4.3 Cas avec repliement

La valeur maximale possible pour R_{LIM} est donnée par

$$R_{LIM[max]} = \frac{U_{in[min]} - (U_{0[nom]} + U_{CE(Q13)[min]})}{I_{0[max]}} = \frac{12 - (5 + 1)}{1} = 6\Omega \quad 1.19$$

on choisit

$$R_{LIM1} = R_{LIM[max]} = 6\Omega \quad (4R7) \quad 1.20$$

par conséquent, à partir de la relation 1.14

$$\lambda = \frac{R_{LIM} \cdot I_{0[max]} - U_J}{U_0 + R_{LIM} \cdot I_{0[max]}} = \frac{4.7 \cdot 1 - 0.7}{5 + 4.7 \cdot 1} = 0.412 \quad 1.21$$

d'où

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_{10}}{R_9} = \frac{1}{\lambda} - 1 = \frac{1}{0.412} - 1 = 1.42 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} R_9 &= 1k\Omega \quad (1k0) \\ R_{10} &= 1.42k\Omega \quad (1k5) \end{aligned} \Rightarrow \lambda = 0.4 \quad 1.22$$

De la relation 1.14 on peut calculer les courants $I_{0[max]}$ et I_{0CC}

$$\begin{aligned} I_{0[max]} &= \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{\lambda U_{0[nom]} + U_J}{1 - \lambda} = \frac{1}{4.7} \cdot \frac{0.4 \cdot 5 + 0.7}{1 - 0.4} = 0.957A \\ I_{0CC} &= \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{U_J}{1 - \lambda} = \frac{1}{4.7} \cdot \frac{0.7}{1 - 0.4} = 0.248A \end{aligned} \quad 1.23$$

5. PUISSANCE DISSIPÉE DANS LE TRANSISTOR BALLAST Q_{13}

5.1 Cas sans repliement

Puissance maximale (pire cas) dissipée dans le transistor Q_{13}

$$\begin{aligned} P_{I_{0[max]}} &= (U_{in[max]} - R_{LIM} \cdot I_{0[max]}) \cdot I_{0[max]} \\ &= (18 - 0.82 \cdot 0.85) \cdot 0.85 = 14.7W \end{aligned} \quad 1.24$$

5.2 Cas avec repliement

Puissance dissipée dans Q_{13} pour $i_0 = I_{0[max]}$

$$\begin{aligned} P_{I_{0[max]}} &= (U_{in[max]} - (U_0 + R_{LIM} \cdot I_{0[max]})) \cdot I_{0[max]} \\ &= (18 - (5 + 4.7 \cdot 1)) \cdot 1 = 8.3W \end{aligned} \quad 1.25$$

Puissance dissipée dans Q_{13} pour $i_0 = I_{0CC}$

$$\begin{aligned} P_{I_{0CC}} &= (U_{in[max]} - (R_{LIM} \cdot I_{0CC})) \cdot I_{0CC} \\ &= (18 - (4.7 \cdot 0.253)) \cdot 0.253 = 4.25W \end{aligned} \quad 1.26$$

6. IMPÉDANCE DE SORTIE

6.1 Recherche du quadripôle modifié

Le but de ce paragraphe est de définir l'impédance de sortie du régulateur de tension.

6.1.1 Étage différentiel d'entrée

En premier lieu, on va caractériser l'étage différentiel d'entrée à transconductance, soit son impédance d'entrée, sa transconductance et son impédance (conductance) de sortie.

6.1.1.1 *Conductance et transconductance équivalente*

L'étage différentiel se réduit au schéma proposé à la Figure 1-4

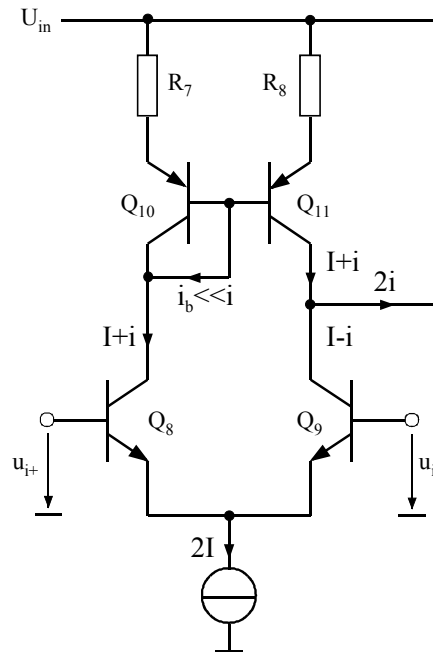


Figure 1-4 : Etage différentiel

Le schéma petits signaux correspondant prend l'allure de la Figure 1-5

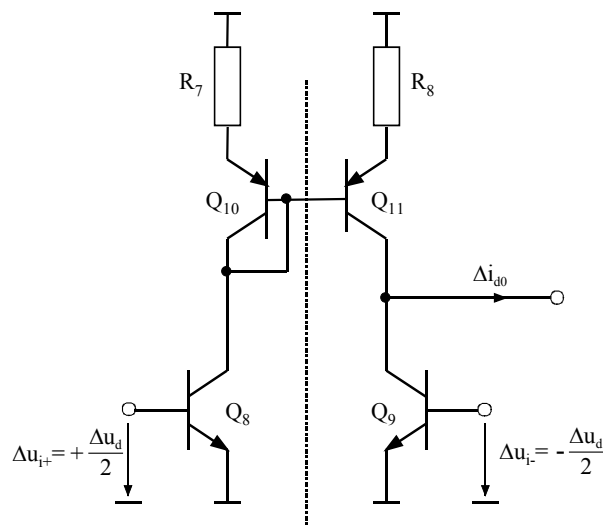


Figure 1-5 : Schéma équivalent pour petits signaux

Le schéma par accroissement, en faisant l'hypothèse que le miroir de courant est parfait est illustré par la Figure 1-6

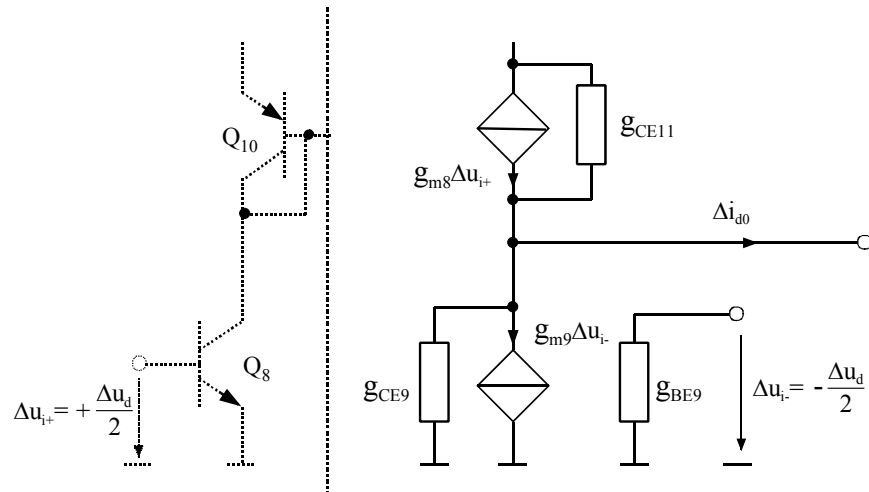


Figure 1-6 : Schéma pour accroissement

Et finalement, la sortie de l'étage différentiel prend une forme très simple. Les transistors Q₈ et Q₉ étant parcouru par un courant de polarisation presque semblable, on peut admettre que

$$g_m = g_{m8} = g_{m9} \quad 1.27$$

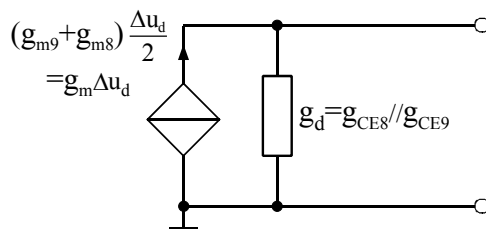


Figure 1-7 : Schéma pour accroissement simplifié

La transconductance du montage différentiel vaut donc

$$g_m \cong \frac{I}{U_T} = \frac{700 \cdot 10^{-6}}{26 \cdot 10^{-3}} = 27 \text{ mA/V}$$

et la conductance de sortie, en utilisant, pour les tensions U_{CE08} et U_{CE09} et respectivement les courant I_{C08} et I_{C09} , les valeurs définies à la Figure 1-2 (potentiel en chaque nœud) et à la Figure 1-3 (courant dans chaque branche)

$$\left. \begin{aligned} g_{CE8} &= \frac{I_{C08}}{U_A + U_{CE8}} = \frac{717 \cdot 10^{-7}}{120 + 11.4} = 5.5 \mu\text{A/V} \\ g_{CE9} &= \frac{I_{C09}}{U_A + U_{CE9}} = \frac{683 \cdot 10^{-6}}{120 + 6.75} = 5.4 \mu\text{A/V} \end{aligned} \right\} g_d = 10.9 \mu\text{A/V}$$

6.1.1.2 Impédance d'entrée

La mesure de l'impédance d'entrée se détermine en court-circuitant la sortie (échantillonnage de la tension de sortie : configuration parallèle). Le circuit de réaction vu par l'entrée n'est rien d'autre que la mise en parallèle des deux résistances R_9 et $R_{10,11}$

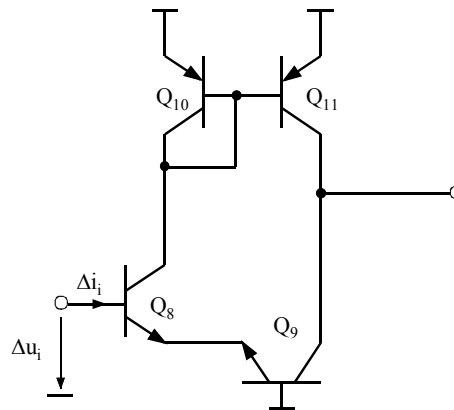


Figure 1-8 : Impédance d'entrée : Schéma petits signaux

Du schéma petits signaux, on peut en déduire le schéma pour accroissement illustré à la Figure 1-9.

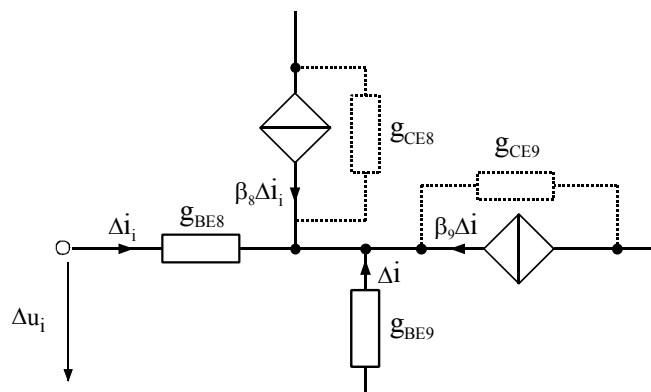


Figure 1-9 : Impédance d'entrée : Schéma pour accroissement

De la Figure 1-9, on peut en déduire la valeur de l'impédance d'entrée.

$$R_i = \frac{\Delta u_i}{\Delta i_i} \tag{1.28}$$

La tension d'entrée est définie comme

$$\Delta u_i = \frac{1}{g_{BE8}} \cdot \Delta i_i - \frac{1}{g_{BE9}} \cdot \Delta i \tag{1.29}$$

La relation entre les courants prend la forme

$$(\beta_8 + 1) \cdot \Delta i_i + (\beta_9 + 1) \cdot \Delta i = 0 \tag{1.30}$$

ce qui nous amène à la relation

$$\Delta u_i = \frac{1}{g_{BE8}} \cdot \Delta i_i + \frac{1}{g_{BE9}} \cdot \frac{\beta_8 + 1}{\beta_9 + 1} \Delta i \tag{1.31}$$

Les transistors Q₈ et Q₉ étant en principe appariés, on peut admettre que $\beta_8 = \beta_9$ et $g_{BE8} = g_{BE9}$. Finalement, on obtient pour l'impédance d'entrée

$$R_i = \frac{2}{g_{BE8,9}} \tag{1.32}$$

$$R_i = 2 \frac{U_T}{I_{B08,9}} = 2\beta_{8,9} \frac{U_T}{I_{C08,9}} = 2 \cdot 150 \frac{26 \cdot 10^{-3}}{700 \cdot 10^{-6}} = 11 k\Omega$$

6.1.2 Étage de sortie

L'étage de sortie peut être vu sous la forme d'un amplificateur de courant. Le courant d'entrée correspond au courant de sortie de l'étage différentiel. Le courant de sortie étant le produit des gains en courant de chaque transistor du montage Darlington

6.1.2.1 Transconductance globale et résistance de sortie en boucle ouverte

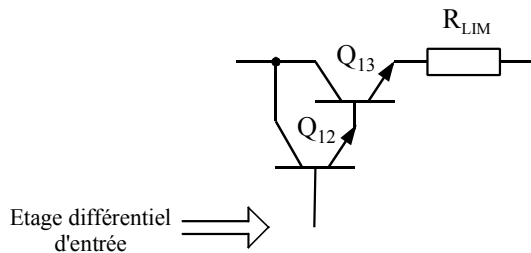


Figure 1-10 : Montage darlington de sortie

Du schéma de la Figure 1-8, on peut dessiner le schéma par accroissement de la Figure 1-9.

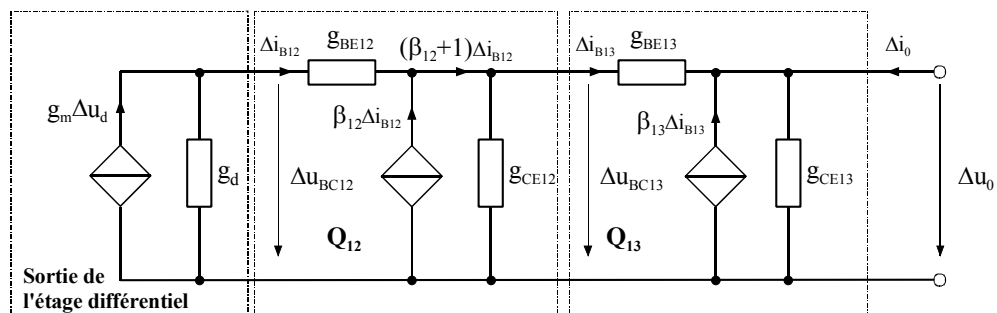


Figure 1-11 : Schéma par accroissement de l'étage de sortie

Du schéma par accroissement de la Figure 1-11, on recherche la source de courant contrôlée équivalente. Pour ce faire, on court-circuite la sortie ($\Delta u_0 = 0$). On peut écrire les relations suivantes :

$$\Delta i_0 = -(\beta_{13} + 1)\Delta i_{B13} \quad 1.33$$

$$(\beta_{12} + 1)\Delta i_{B12} = \frac{g_{BE13} + g_{CE12}}{g_{BE13}} \Delta i_{B13} \quad 1.34$$

$$\Delta u_{BC12} = (g_m \Delta u_d - \Delta i_{B12}) \frac{1}{g_d} = \left(\frac{1}{g_{BE12}} + \frac{\beta_{12} + 1}{g_{CE12} + g_{BE13}} \right) \Delta i_{B12} \quad 1.35$$

Des trois expressions précédentes, on en déduit la valeur de la source de courant contrôlée équivalente :

$$G_m = \left. \frac{\Delta i_0}{\Delta u_d} \right|_{\Delta u_0=0} = - \frac{(\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)g_{BE13}}{(g_{BE13} + g_{CE12}) \left(\frac{1}{g_{BE12}} + \frac{\beta_{12} + 1}{g_{BE13} + g_{CE12}} + \frac{1}{g_d} \right)} g_m \quad 1.36$$

Du schéma par accroissement de la Figure 1-11, on recherche l'impédance de la source de courant contrôlée équivalente. Pour ce faire, on annule la source de courant contrôlée d'entrée $g_m \Delta u_d$. On peut écrire les relations suivantes :

$$\Delta u_{BC13} = - \frac{g_d g_{BE12}}{g_d + g_{BE12}} \Delta i_{B12} \quad 1.37$$

$$\Delta i_{B13} = (\beta_{12} + 1)\Delta i_{B12} - g_{CE12} \Delta u_{BC13} \quad 1.38$$

$$\Delta u_{BC13} - \Delta u_0 = \frac{1}{g_{BE13}} \Delta i_{B13} \quad 1.39$$

$$\Delta u_0 = \frac{1}{g_{CE13}} (\Delta i_0 + (\beta_{13} + 1)\Delta i_{B13}) \quad 1.40$$

Des quatre expressions précédentes, on en déduit la valeur de l'impédance de la source de courant contrôlée équivalente :

$$R_0 = \left. \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} \right|_{\Delta u_d=0} = \frac{1}{g_{CE13} + (\beta_{13} + 1)g_{BE13} \left(\frac{(\beta_{12} + 1) \frac{g_d g_{BE12}}{g_d + g_{BE12}} + g_{CE12}}{(\beta_{12} + 1) \frac{g_d g_{BE12}}{g_d + g_{BE12}} + g_{CE12} + g_{BE13}} \right)} \quad 1.41$$

Les valeurs des conductances intervenant dans le calcul du gain de transconductance G_m et de la résistance de sortie R_0 sont définies pour le point de fonctionnement nominal ($U_{in}=15V$, $U_0=5V$, $I_0=0.5$). Les tensions et les courants de polarisation sont repris des Figure 1-2 et Figure 1-3.

$$\begin{aligned}
 g_m &= 27mA/V, \quad g_d = 10.9\mu A/V \\
 \beta_{12} &= 150, \quad \beta_{13} = 50 \\
 g_{BE12} &= \frac{I_0}{U_T} = \frac{0.5}{26 \cdot 10^{-3}} = 2.56mA/V \\
 g_{CE12} &= \frac{I_0}{U_A + U_{CE12}} = \frac{0.5}{120 + 6.95} = 79\mu A/V \\
 g_{BE13} &= \frac{I_0}{U_T} = \frac{0.5}{26 \cdot 10^{-3}} = 0.385A/V \\
 g_{CE13} &= \frac{I_0}{U_A + U_{CE13}} = \frac{0.5}{100 + 7.65} = 4.6mA/V
 \end{aligned}
 \tag{1.42}$$

L'application numérique nous donne les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 G_m &= \left. \frac{\Delta i_0}{\Delta u_d} \right|_{\Delta u_0=0} = -206A/V \\
 R_0 &= \left. \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} \right|_{\Delta u_d=0} = 11.46\Omega
 \end{aligned}$$

6.1.3 Hypothèses simplificatrices

Le calcul numérique nous montre que, en première approximation, on peut admettre les relations simplifiées suivantes

- pour la transconductance G_m

$$G_m = \left. \frac{\Delta i_0}{\Delta u_d} \right|_{\Delta u_0=0} \cong \underbrace{-(\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)}_{\text{Gain en courant de l'étage Darlington}} \cdot \underbrace{g_m}_{\text{Transconductance de l'étage différentiel}}
 \tag{1.43}$$

$$G_m \cong -208A/V$$

- pour la résistance de sortie R_0

$$R_0 = \left. \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} \right|_{\Delta u_d=0} = \frac{1}{(\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)g_d}
 \tag{1.44}$$

$$R_0 \cong 11.9\Omega$$

ce qui revient à admettre que les conductances g_{CE12} et g_{CE13} sont faibles (négligeables), que

$$\frac{1}{g_{BE13}} \ll \frac{1}{(\beta_{13} + 1)} \left(\frac{1}{g_d} + \frac{1}{g_{BE12}} \right) \text{ et que } \frac{1}{g_{BE12}} \ll \frac{1}{g_d}$$

6.1.4 Schéma équivalent du quadripôle modifié

Il est maintenant possible de dessiner le schéma du quadripôle modifié et de calculer l'ensemble des paramètres de ce dernier. La Figure 1-12 représente le régulateur linéaire de tension constitué des quadripôles d'amplification et de réaction.

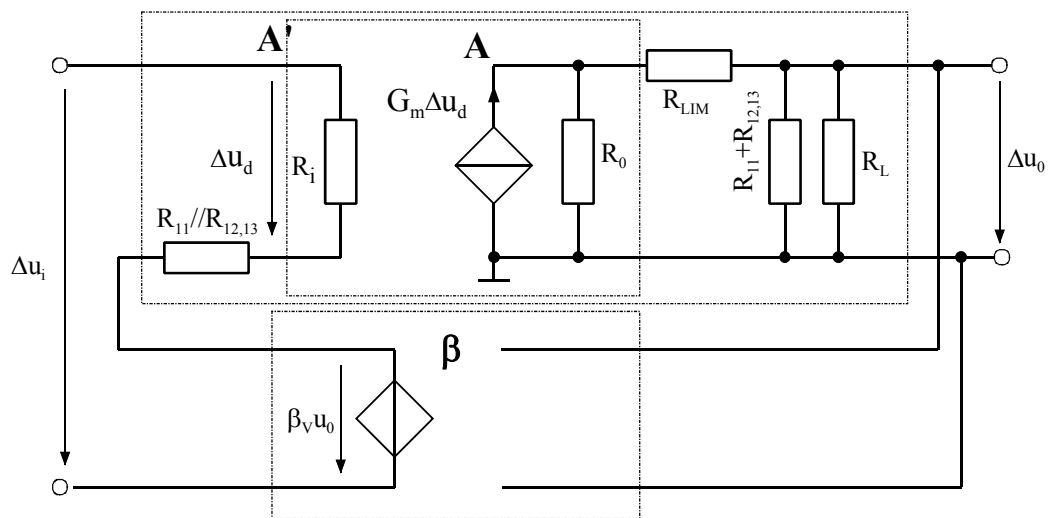


Figure 1-12 : Régulateur linéaire de tension en boucle fermée

On peut donc déduire les éléments constitutifs du quadripôle modifié.

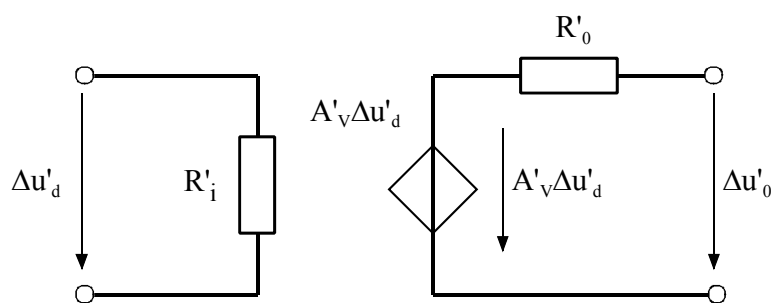


Figure 1-13 : Quadripôle d'amplification modifié

6.1.4.1 Impédance d'entrée

$$R'_i = R_{11} // R_{12,13} + R_i$$

1.45

6.1.4.2 Impédance de sortie

$$R'_0 = (R_0 + R_{LIM}) // (R_{11} + R_{12,13}) // R_L \quad 1.46$$

6.1.4.3 Gain en tension

$$A'_V = \frac{\Delta u'_0}{\Delta u'_d} = G_m \frac{R_i}{R_i} \frac{R_0}{R_0 + R_{LIM}} R'_0 \quad 1.47$$

6.1.4.4 Facteur de transmission β_V du circuit de réaction

$$\beta_V = \frac{R_{12,13}}{R_{11} + R_{12,13}} \quad 1.48$$

6.2 Impédance de sortie du quadripôle en boucle fermée

Des relations 1.46, 1.47 et 1.48, on peut écrire pour l'impédance de sortie en boucle fermée

$$R'_{0F} = R_{0F} = \frac{R'_0}{(1 + \beta_V \cdot A'_V)} \quad 1.49$$

après extraction de la charge, on obtient finalement

$$R'_{0F} = \frac{1}{\frac{1}{R'_{0F}} - \frac{1}{R_L}} \quad 1.50$$

6.3 Application numérique

Sachant que $R_{12,13}$ correspond à $R_{12} // R_{13}$ dans le schéma du régulateur de tension (Figure 1-1), on a pour l'ensemble des paramètres utiles pour le calcul de l'impédance de sortie

$$\begin{aligned} R_{12,13} &: R_{12} // R_{13} = 2.11 k\Omega \\ R_{11} &: 1.8 k\Omega \\ R_L &: 10 \Omega \\ R_i &: 11 k\Omega \\ R_0 &: 11.4 \Omega \\ G_m &: 206 \text{ A/V} \end{aligned}$$

- Impédance d'entrée

$$R'_i = R_{11} // R_{12,13} + R_i = \frac{1.8 \cdot 2.11}{1.8 + 2.11} \cdot 10^3 + 11 \cdot 10^3 = 11971 \Omega$$

- Impédance de sortie

$$R'_{01} = (R_0 + R_{LIM1}) // (R_{11} + R_{12,13}) // R_L = \frac{1}{\frac{1}{12.22} + \frac{1}{(1.8 + 2.11)10^3} + \frac{1}{10}} = 5.5$$

$$R'_{02} = (R_0 + R_{LIM2}) // (R_{11} + R_{12,13}) // R_L = \frac{1}{\frac{1}{16.1} + \frac{1}{(1.8 + 2.11)10^3} + \frac{1}{10}} = 6.2\Omega$$

- Gain en tension

$$A'_{V1} = G_m \frac{R_i}{R_i} \frac{R_0}{R_0 + R_{LIM1}} R'_0 = 206 \frac{11 \cdot 10^3}{11971} \frac{11.4}{11.4 + 0.82} 5.5 = 972$$

$$A'_{V2} = G_m \frac{R_i}{R_i} \frac{R_0}{R_0 + R_{LIM2}} R'_0 = 206 \frac{11 \cdot 10^3}{11971} \frac{11.4}{11.4 + 4.7} 6.2 = 831$$

- Facteur de transmission β_V du circuit de réaction

$$\beta_V = \frac{R_{12,13}}{R_{11} + R_{12,13}} = \frac{2.11}{1.8 + 2.11} = 0.54$$

- Impédance de sortie du quadripôle en boucle fermée

$$R_{01F} \cong R'_{01F} = \frac{R'_{01}}{(1 + \beta_V \cdot A'_{V1})} = \frac{5.5}{(1 + 0.54 \cdot 972)} = 10m\Omega$$

$$R_{02F} \cong R'_{02F} = \frac{R'_{02}}{(1 + \beta_V \cdot A'_{V2})} = \frac{6.2}{(1 + 0.54 \cdot 831)} = 14m\Omega$$

7. FACTEUR DE RÉGULATION DE CHARGE F_C

Le facteur de charge se détermine à partir de la relation suivante :

$$F_C = \frac{\Delta u_0}{U_0} \Big|_{\substack{U_{in}=U_{in[nom]} \\ 0 \leq I_0 \leq I_{0[nom]}}} = \frac{R_{0F} \cdot I_{0[nom]}}{U_0} \Big|_{U_{in}=U_{in[nom]}} \quad 1.51$$

soit pour les deux limitations de courant

$$F_{C1} = \frac{R_{0F1} \cdot I_{0[nom]}}{U_0} \Big|_{U_{in}=U_{in[nom]}} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 0.5}{5} = 0.0010 \quad (0.10\%) \quad 1.52$$

$$F_{C2} = \frac{R_{0F2} \cdot I_{0[nom]}}{U_0} \Big|_{U_{in}=U_{in[nom]}} = \frac{14 \cdot 10^{-3} \cdot 0.5}{5} = 0.0014 \quad (0.14\%) \quad 1.53$$

8. FACTEUR DE RÉGULATION DE LIGNE

La Figure 1-14 illustre le schéma pour accroissement du régulateur de tension en faisant l'hypothèse que la référence de tension et la source de courant de polarisation ne sont pas affectées par une variation de la tension d'alimentation.

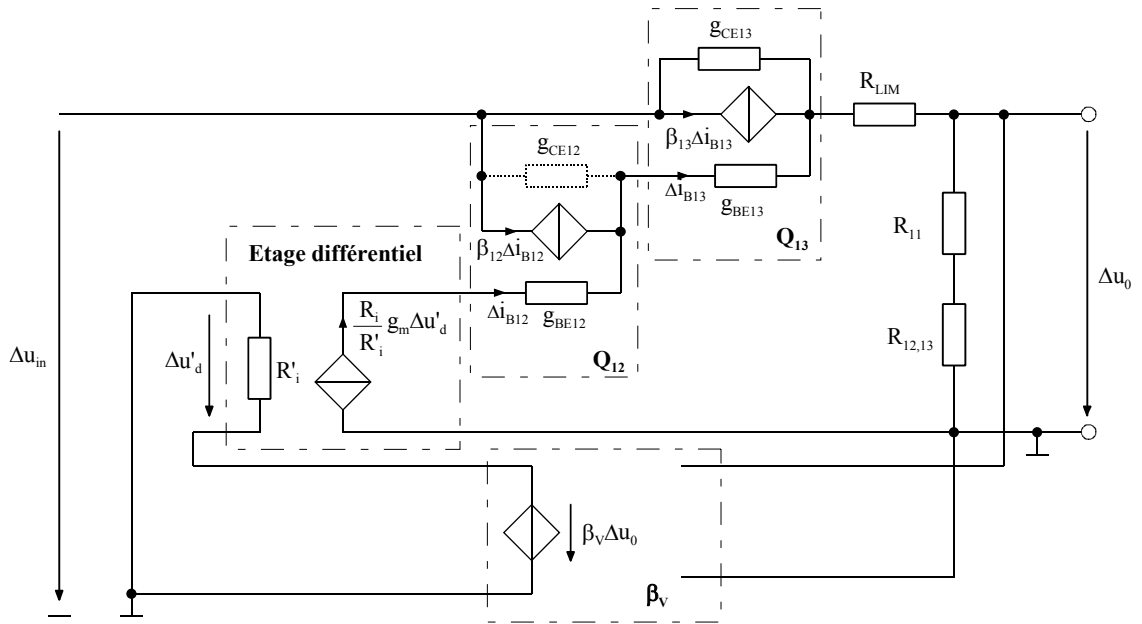


Figure 1-14 : Schéma par accroissement pour une variation de la tension d'alimentation

On se propose de calculer le facteur de régulation de ligne, c'est-à-dire le rapport existant entre une variation de la tension d'alimentation et la variation résultante de la tension de sortie. Ce calcul s'effectue en imposant un courant constant dans la charge $\Delta i_0=0$ et une tension de référence constante $\Delta u_i=0$.

En faisant l'hypothèse que g_{CE12} est négligeable, on peut écrire

$$\frac{\Delta u_0}{R_{11} + R_{12,13}} = -g_m \frac{R_i}{R_i} (\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)\beta_V \Delta u_0 + (\Delta u_{in} - \Delta u_0 \left(\frac{R_{LIM}}{R_{11} + R_{12,13}} + 1\right))g_{CE13} \quad 1.54$$

on obtient donc

$$\Delta u_0 = \frac{g_{CE13}}{g_m \frac{R_i}{R_i} (\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)\beta_V + \frac{R_{LIM} g_{CE13} + 1}{R_{11} + R_{12,13}} + g_{CE13}} \Delta u_i \quad 1.55$$

et finalement

$$F_L = \frac{\Delta u_0}{U_{0[nom]}} \bigg|_{\substack{U_{in[\min]} \leq U_{in} \leq U_{in[\max]} \\ I_0 = I_{0[nom]}}} = \frac{g_{CE13}}{g_m \frac{R_i}{R_i} (\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)\beta_V + \frac{R_{LIM} g_{CE13} + 1}{R_{11} + R_{12,13}} + g_{CE13}} \frac{\Delta u_i}{U_{0[nom]}} \bigg|_{I_0 = I_{0[nom]}} \quad 1.56$$

On peut rapidement voir que $g_m \frac{R_i}{R_i} (\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)\beta_V \gg \frac{R_{LIM} g_{CE13} + 1}{R_{11} + R_{12,13}} + g_{CE13}$. On peut

donc admettre que le facteur de régulation de ligne est très peu dépendant du type de limitation de courant.

Soit avec $\Delta u_i = U_{i[\max]} - U_{i[\min]} = 6V$, $U_{0[nom]} = 5V$ et pour les deux limitations de courant

$$F_{L1} \cong F_{L2} \cong \frac{g_{CE13}}{g_m \frac{R_i}{R_i} (\beta_{12} + 1)(\beta_{13} + 1)\beta_V} \frac{U_{i[\max]} - U_{i[\min]}}{U_{0[nom]}} \quad 1.57$$

$$F_{L1} \cong F_{L2} \cong \frac{4.6 \cdot 10^{-3}}{27 \cdot 10^{-3} \frac{11 \cdot 10^3}{11971} (151)(51)0.54} \frac{18 - 12}{5} = 54 \cdot 10^{-6} \quad (54 \text{ ppm})$$