

---

## *Systemes électroniques*

---

### **Chapitre 3**

## ***ALIMENTATIONS STABILISÉES*** ***Les régulateurs linéaires de tension***

---



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

PAGE

<b>3.</b>	<b>REGULATEURS LINEAIRES DE TENSION.</b>	<b>1</b>
3.1	GÉNÉRALITÉS	1
3.2	PRINCIPE	2
3.2.1	Schéma de base	2
3.3	STABILITÉ DE LA TENSION DE SORTIE	4
3.3.1	Influence d'une variation de charge sur la tension de sortie	5
3.3.2	Influence d'une variation de la tension d'entrée sur la tension de sortie	5
3.3.3	Influence de la température sur la tension de sortie	5
3.4	COEFFICIENTS CARACTÉRISTIQUES DE RÉGULATION	5
3.5	TENSION DE RÉFÉRENCE	6
3.5.1	Diode Zener	6
3.5.2	Référence de tension intégrée	10
3.6	RÉGULATEUR SÉRIE	11
3.6.1	Régulateur série en boucle ouverte	11
3.6.2	Régulateur série avec asservissement de la tension de sortie	13
3.7	ALIMENTATION STABILISÉE À SORTIES SYMÉTRIQUES	18
3.8	LIMITATION DE COURANT, PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES	18
3.8.1	Caractéristique de limitation rectangulaire	18
3.8.2	Caractéristique de limitation à repliement de courant	20

Bibliographie

### 3. REGULATEURS LINEAIRES DE TENSION.

#### 3.1 GÉNÉRALITÉS

Dans toutes applications électroniques, l'alimentation est un sous système incontournable. Sa fonction consiste à fournir une ou plusieurs tensions continues stabilisées, c'est-à-dire dont l'amplitude est indépendante, du courant délivré, des variations de tension de la source d'énergie principale, de la température et du vieillissement. On distingue deux grandes familles d'alimentations stabilisées, soit

- les alimentations à régulateurs linéaires.
- Les alimentations à découpage.

Les alimentations à régulateurs linéaires sont basées sur un amplificateur de puissance, en général unidirectionnel, intégré dans une boucle de contre-réaction. Ces alimentations fonctionnent de manière continue, c'est-à-dire sans découpage de la tension. Leurs caractéristiques principales sont :

- une haute qualité de tension de sortie (excellente précision, stabilité, absence quasi-totale d'ondulations parasites ou de bruit).
- Un temps de réponse très rapide en cas de perturbation.
- Un réglage aisé de la tension de sortie sur une large plage.
- Une faible sensibilité au niveau de la charge (circuit ouvert ou fortement chargé), sans problème de stabilité.
- Un rendement faible (dépendant de la charge et de la différence de tension entre leur entrée et leur sortie).
- Un encombrement important (souvent liés à la dissipation thermique)

Ces alimentations sont typiquement utilisées, en laboratoire, pour des puissances faibles à moyennes ou encore comme alimentation de puissance à très hautes exigences (ampli haute-fidélité)

Les alimentations à découpages fonctionnent selon un principe totalement différent. Elles sont fondamentalement basées sur quatre éléments :

- un contacteur statique commandé à fréquence fixe mais à rapport cyclique variable (PWM). La gamme de fréquence allant de quelques dizaines de kHz à plusieurs centaines de kHz.
- Une inductance permettant l'accumulation d'énergie durant une partie du cycle et sa restitution durant l'autre partie.
- Une diode de roue libre jouant le rôle de contacteur statique à ouverture spontanée.
- Un condensateur de filtrage.

Ces alimentations sont caractérisées par :

- une légère ondulation de la tension de sortie.
- Un très haut rendement.
- Un faible encombrement (lié au haut rendement).
- Une boucle d'asservissement relativement complexe.
- Une réponse plus lente aux perturbations.
- Une génération relativement importante de perturbations électromagnétiques.

### 3.2 PRINCIPE

Le schéma de principe d'une alimentation stabilisée est représenté par la Figure 3-1. A partir d'une source d'énergie à forte ondulation, comme par exemple un redresseur associé à un filtre de lissage en amont du réseau ou d'une alimentation à découpage dont la qualité de la tension de sortie est insuffisante, on stabilise la tension à un niveau acceptable par la mise en série d'un stabilisateur de tension.

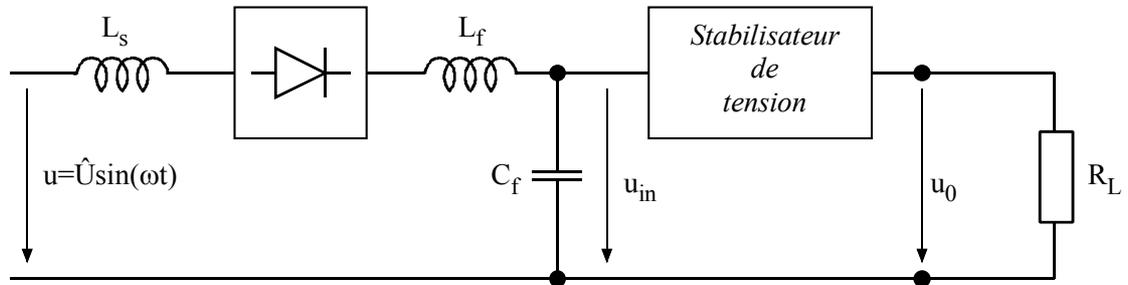


Figure 3-1 : Schéma de principe d'une source de tension stabilisée

La Figure 3-2 illustre un système permettant la régulation de la tension de sortie dans une tolérance donnée, quelles que soient les variations de la tension d'entrée ( $u_{in}$ ), le niveau de charge ( $i_0$ ), la gamme de température de fonctionnement ( $T$ ), ainsi que les modifications des caractéristiques des composants avec le vieillissement ( $t$ ).

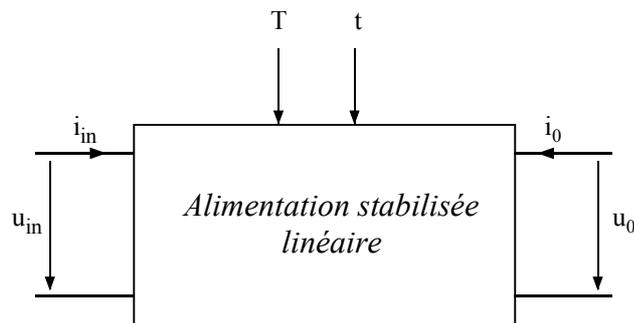


Figure 3-2 : Régulateur de tension

Si ce dispositif est capable de maintenir  $u_0$  à la valeur désirée, quels que soient les paramètres qui peuvent être appelés à varier dans une marge de tolérance fixée par les performances exigées du système, on a à faire à un régulateur de tension.

#### 3.2.1 Schéma de base

La structure de base d'une alimentation stabilisée linéaire se présente sous la forme illustrée par la Figure 3-3

L'ensemble du circuit comprend :

- une référence de tension  $u_z$
- un transistor série qui reprend à ses bornes la différence de tension entre  $u_{in}$  et  $u_0$
- un amplificateur d'erreur (gain en tension  $A$  élevé), qui compare la tension de sortie (divisée par le pont résistif) à la tension de référence  $u_z$
- une charge extérieure  $R_L$

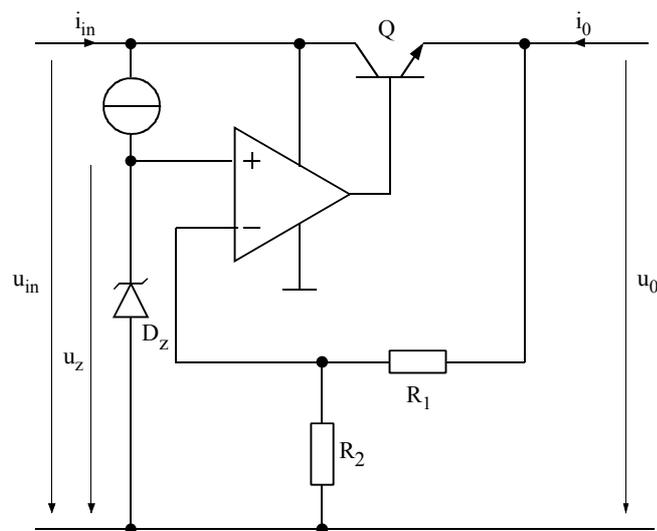


Figure 3-3 : Schéma de principe

Le fonctionnement de base du circuit se comprend aisément si l'on se réfère au schéma de base de l'amplificateur classe B; la différence essentielle étant que, comme le signal d'entrée de l'amplificateur est remplacé ici par une tension de référence fixe de polarité connue, un seul des transistors de sortie est nécessaire.

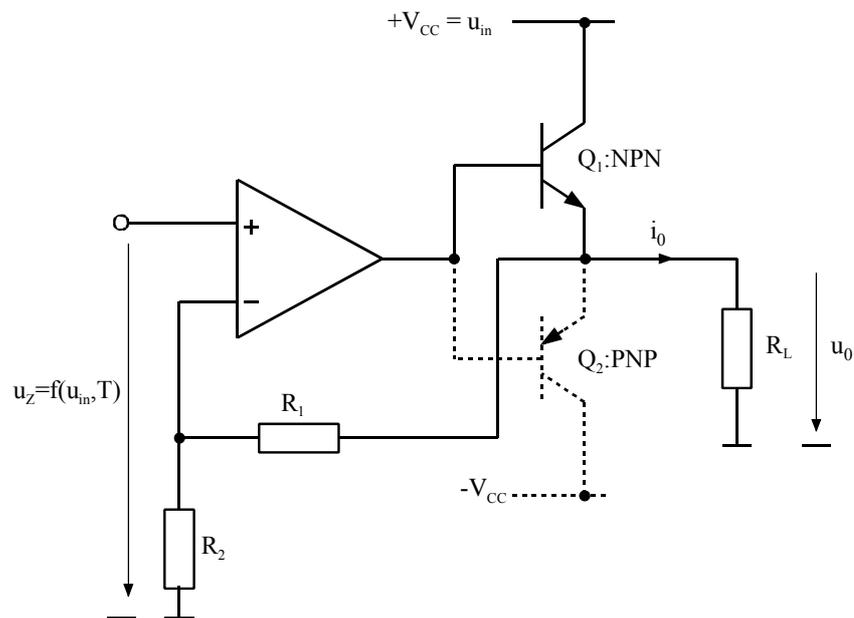


Figure 3-4 : Schéma de principe : Demi-amplificateur classe B

La tension de sortie reproduit donc cette tension d'entrée fixe dans le rapport inverse du pont diviseur résistif.

$$u_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot u_z \quad 3.1$$

L'impédance de sortie du circuit est très faible, ce qui lui permet de délivrer un courant important dans une charge quelconque sans altérer la tension de sortie. La tension non-stabilisée, considérée ici comme tension d'entrée du régulateur, est en fait la tension

d'alimentation de l'amplificateur classe B. Elle n'influence pas, au premier ordre, la tension de sortie régulée tant qu'elle reste supérieure à celle-ci.

Le régulateur série est un système asservi, basé sur une réaction négative de type série – parallèle. Celle-ci peut être mise en évidence par la présentation formelle de ce type de réaction

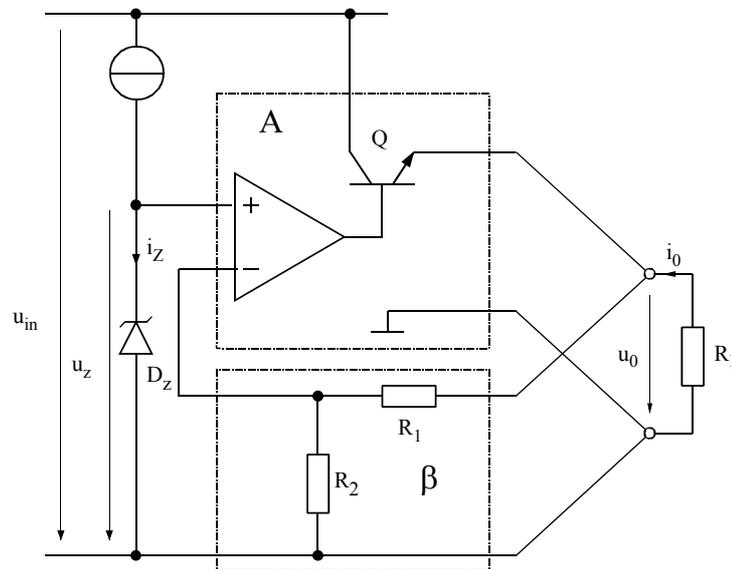


Figure 3-5 : Réaction série parallèle  $\Rightarrow$  amplificateur de tension

Avec

- A : Gain en tension de l'amplificateur
- $\beta$  : Transfert de tension du circuit de réaction
- $Z_{in}$  : Impédance d'entrée Très élevée  $\Rightarrow$  La référence de tension (Zener) n'est pas perturbée
- $Z_{out}$  : Impédance de sortie Très faible  $\Rightarrow$  La tension de sortie est peu sensible à la charge (courant débité)

### 3.3 STABILITÉ DE LA TENSION DE SORTIE

La stabilité de la tension de sortie régulée dépend essentiellement de trois paramètres qui sont :

- la tension d'entrée  $u_{in}$  (ou alimentation  $+V_{CC}$ )
- le courant de sortie  $i_0$
- la température  $T$

Les variations globales de la tension régulée peuvent être exprimées par la différentielle totale :

$$du_0 = \frac{\partial u_0}{\partial u_{in}} \cdot du_{in} + \frac{\partial u_0}{\partial i_0} \cdot di_0 + \frac{\partial u_0}{\partial T} \cdot dT \quad 3.2$$

Cette équation dite de régulation, peut s'écrire

$$\Delta u_0 = F \cdot \Delta u_{in} + R_{0F} \cdot \Delta i_0 + K_T \cdot \Delta T \quad 3.3$$

En faisant l'hypothèse que les paramètres varient autour d'un point de fonctionnement défini, on peut écrire

$$\begin{aligned} u_{in} &= U_{in} + \Delta u_{in} \\ u_0 &= U_0 + \Delta u_0 \\ i_0 &= I_0 + \Delta i_0 \\ T &= T_0 + \Delta T \quad \text{avec en général } T_0 = 25^\circ\text{C} \end{aligned} \quad 3.4$$

### 3.3.1 Influence d'une variation de charge sur la tension de sortie

Par les propriétés de la réaction négative série-parallèle, on peut écrire

$$R_{0F} = \frac{\partial u_0}{\partial i_0} = \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} = \frac{R_0}{1 + \beta A} \quad 3.5$$

avec

- $R_0$  : impédance de sortie de l'amplificateur en boucle ouverte
- $R_{0F}$  : impédance de sortie avec la boucle de réaction négative (boucle fermée)

### 3.3.2 Influence d'une variation de la tension d'entrée sur la tension de sortie

Cette variation est directement liée à la variation de la tension de référence  $\Delta u_Z$ . On peut écrire

$$F = \frac{\partial u_0}{\partial u_{in}} = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_{in}} = \frac{\Delta u_Z}{\Delta u_{in}} \cdot \frac{\Delta u_0}{\Delta u_Z} = \frac{\Delta u_Z}{\Delta u_{in}} \cdot \frac{A}{1 + \beta A} \cong \frac{\Delta u_Z}{\Delta u_{in}} \cdot \frac{1}{\beta} \quad 3.6$$

$\frac{\Delta u_Z}{\Delta u_{in}}$  reste très faible si la diode Zener est alimentée par une source de courant. On peut considérer 1mV/V comme valeur typique. *Dans ce type de montage  $\beta < 1$*

### 3.3.3 Influence de la température sur la tension de sortie

Cette influence dépend beaucoup de la façon de réaliser les différentes parties du système (référence de tension, amplificateur d'erreur, ...). Elle doit donc être étudiée de cas en cas. C'est toutefois sur la tension de référence que la température a généralement le plus d'influence. Ainsi en négligeant les autres effets, on peut écrire en première approximation

$$K_T = \frac{\partial u_0}{\partial T} = \frac{\Delta u_0}{\Delta T} = \frac{\Delta u_Z}{\Delta T} \cdot \frac{\Delta u_0}{\Delta u_Z} = \frac{\Delta u_Z}{\Delta T} \cdot \frac{A}{1 + \beta A} \cong \mathcal{G}_{UZ} \cdot \frac{1}{\beta} \quad 3.7$$

Le coefficient  $\mathcal{G}_{UZ} = \frac{\Delta u_Z}{\Delta T}$  est une caractéristique de la diode Zener donnée par le

fabriquant. Il dépend du courant de polarisation et de la tension Zener. Par conséquent en choisissant convenablement la valeur de la tension Zener et en ajustant le courant de polarisation il est possible d'imposer le coefficient de température résultant.

## 3.4 COEFFICIENTS CARACTÉRISTIQUES DE RÉGULATION

L'approche décrite à la section 3.3 n'est valable que pour des variations limitées autour d'un point de fonctionnement. C'est la raison pour laquelle on définit souvent des paramètres qui

rendent compte des performances du régulateur de tension dans tout son domaine d'utilisation, tels que :

– **Le coefficient de régulation de ligne (line regulation)**

C'est la variation  $\Delta u_0$  relative à la grandeur nominale de la tension régulée  $U_0$  lorsque la tension d'entrée du régulateur passe de sa valeur admissible la plus faible  $U_{in[MIN]}$  (ou d'une valeur minimale spécifiée) à sa valeur admissible la plus élevée  $U_{in[MAX]}$  (ou valeur maximale spécifiée).

$$F_L = \frac{\Delta u_0}{U_0} \Bigg|_{\substack{U_{in[MIN]} \leq U_{in} \leq U_{in[MAX]} \\ \Delta i_0 = 0}} \quad 3.8$$

– **Le coefficient de régulation de charge (load regulation)**

C'est la variation  $\Delta u_0$  relative à la grandeur nominale de la tension régulée  $U_0$  lorsque le courant continu soutiré passe de sa valeur admissible la plus faible  $I_{0[MIN]}$  (ou une valeur minimale spécifiée) à sa valeur admissible la plus élevée  $I_{0[MAX]}$  (ou une valeur maximale spécifiée)

$$F_C = \frac{\Delta u_0}{U_0} \Bigg|_{\substack{\Delta u_{in} = 0 \\ I_{0[MIN]} \leq I_0 \leq I_{0[MAX]}}} \quad 3.9$$

– **Le taux de réjection de l'ondulation (ripple rejection)**

C'est le rapport exprimé en dB, entre l'amplitude crête-à-crête de l'ondulation du signal d'entrée  $\Delta u_{in[p-p]}$  et l'amplitude crête-à-crête de l'ondulation du signal régulé  $u_{0[p-p]}$

$$F_R = 20 \cdot \text{Log} \left\| \frac{\Delta u_{0[p-p]}}{\Delta u_{in[p-p]}} \right\|_{\Delta i_0 = 0} \quad 3.10$$

– **Le rendement (efficiency)**

Le rendement est donné par la relation

$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} = \frac{U_0 \cdot I_0}{U_{in} \cdot I_{in}} = \frac{U_0 \cdot I_0}{U_{in} \cdot (I_0 + I_p)} \quad 3.11$$

$I_p$  étant le courant de polarisation total fournit au régulateur (diode Zener, ampli. op., pont diviseur ...)

### 3.5 TENSION DE RÉFÉRENCE

Avant d'aborder les régulateurs linéaires séries, il est important de définir une référence de tension aussi indépendante que possible des variations (perturbations) de la tension d'entrée et de la charge.

#### 3.5.1 Diode Zener

Dans le cas d'une référence de tension issue d'une diode Zener, la qualité de la référence dépend de manière relativement importante du courant de polarisation et de la température. La diode Zener présente les caractéristiques illustrées par la Figure 3-6.

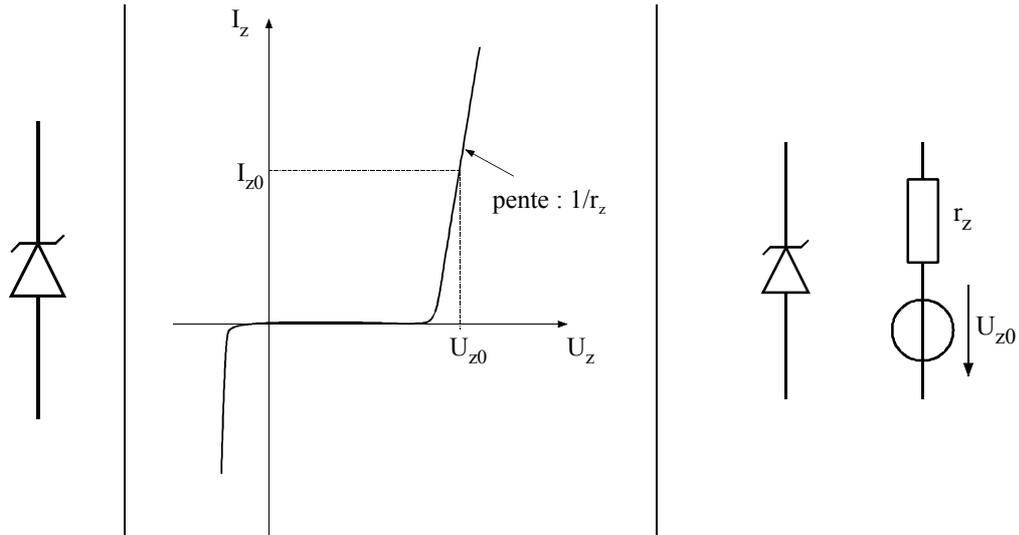


Figure 3-6 : Diode Zener : caractéristiques réelles

Ordre de grandeur :

- $U_Z$  : de quelques volts à quelques dizaines de volts
- $I_{ZMAX}$  : de quelques dizaines de mA à quelques ampères
- $I_{ZMIN}$  : quelques mA
- $r_z$  : quelques dixièmes à quelques ohms

La tension liée au point de polarisation varie avec la température. La Figure 3-7 illustre ce comportement.

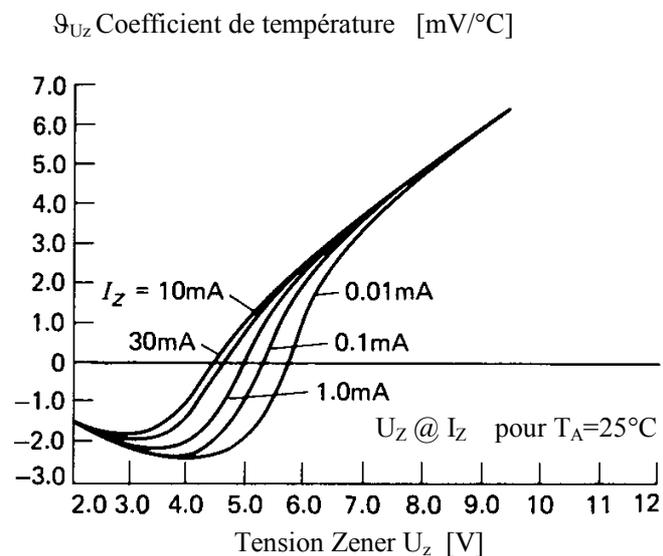


Figure 3-7 : Coefficient de température des diodes Zener en fonction de la tension Zener

Dans le cas d'une référence de tension issue d'une diode Zener, montre que la qualité de la référence dépend de manière relativement importante du courant de polarisation et de la température.

3.5.1.1 Zener avec polarisation par résistance

La Figure 3-8 illustre un tel montage.

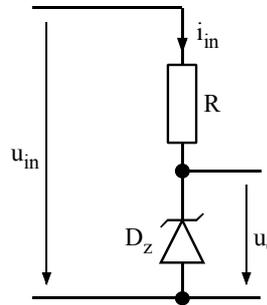


Figure 3-8 : Référence de tension issue d'une diode Zener polarisée par une résistance

Le schéma pour accroissement a la forme définie à la Figure 3-9

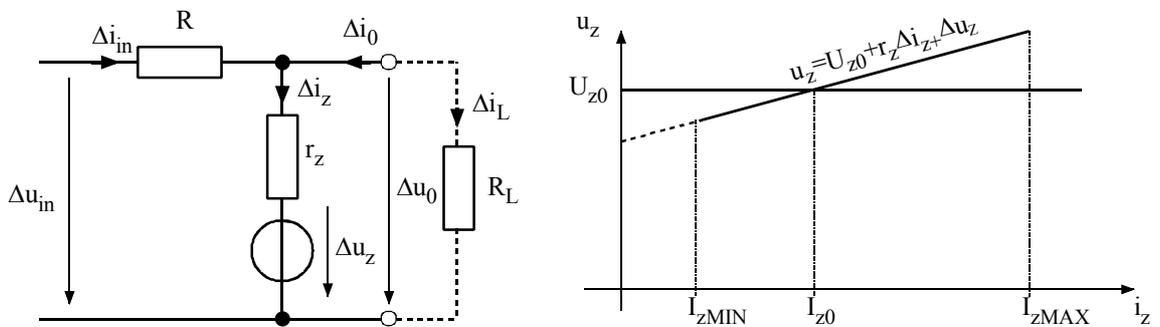


Figure 3-9 : Référence de tension modèle par accroissement

3.5.1.1.1 Variation de la tension d'entrée  $u_{in}$

En supposant le courant de charge  $i_L$  ( $\Delta i_0 = 0$ ) et la tension Zener  $u_z$  ( $\Delta u_z = 0$ ) constants, une variation de la tension d'entrée  $\Delta u_{in}$  correspond un accroissement du courant  $\Delta i_z$  parcourant la diode Zener.

$$\begin{aligned} \Delta u_{in} &= R \cdot \Delta i_{in} + \Delta u_0 \\ \Delta i_{in} &= \Delta i_z \\ \Delta u_0 &= r_z \cdot \Delta i_z \end{aligned} \tag{3.12}$$

On en déduit

$$F = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_{in}} \Bigg|_{\substack{\Delta i_0=0 \\ \Delta u_z=0}} = \frac{r_z}{r_z + R} \cong \frac{r_z}{R} \tag{3.13}$$

3.5.1.1.2 Variation du courant de sortie  $i_0$

En supposant la tension d'entrée  $u_{in}$  ( $\Delta u_{in} = 0$ ) et la tension Zener  $u_z$  ( $\Delta u_z = 0$ ) constantes, une variation de  $i_0$  se traduit par une variation pratiquement égale et opposée de  $i_z$ ,  $i_{in}$  conservant une valeur approximativement constante.

$$\begin{aligned}
 0 &= R \cdot \Delta i_{in} + \Delta u_0 \\
 \Delta i_{in} &= \Delta i_z - \Delta i_0 \\
 \Delta u_0 &= r_z \cdot \Delta i_z
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

On en déduit l'impédance de sortie

$$R_0 = \left. \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} \right|_{\substack{\Delta u_{in}=0 \\ \Delta u_z=0}} = \frac{r_z \cdot R}{r_z + R} \underset{R \gg r_z}{\cong} r_z
 \tag{3.15}$$

### 3.5.1.1.3 Variation de la tension Zener.

En supposant la tension d'entrée  $u_{in}$  ( $\Delta u_{in} = 0$ ) et le courant de sortie  $i_0$  ( $\Delta i_0 = 0$ ) constants, une variation de la tension Zener  $u_z$ , en fonction de la température se traduit par une variation de la tension de sortie.

$$\begin{aligned}
 0 &= R \cdot \Delta i_{in} + \Delta u_0 \\
 \Delta i_{in} &= \Delta i_z \\
 \Delta u_0 &= r_z \cdot \Delta i_z + \Delta u_z
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

On en déduit la dérive en température

$$K_T = \left. \frac{\Delta u_0}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta u_{in}=0 \\ \Delta i_0=0}} = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_z} \cdot \frac{\Delta u_z}{\Delta T} = \frac{u_0}{u_z} \cdot \mathcal{G}_{uz} = \frac{R}{r_z + R} \cdot \mathcal{G}_{uz} \underset{R \gg r_z}{\cong} \mathcal{G}_{uz}
 \tag{3.17}$$

On voit que dans ce cas, pour  $R \gg r_z$ , la dérive en température est quasi identique à celui de la diode Zener seule.

### 3.5.1.1.4 Conclusion sur ce type référence de tension

Ce type de référence de tension se caractérise par une forte sensibilité aux variations de la tension de polarisation  $\Delta u_{in}$ , du courant de polarisation  $\Delta i_{in}$  et de la température  $\Delta T$ . Pour obtenir un stabilisateur de puissance de sortie plus élevée, on ajoute un amplificateur. Le dipôle « organe de stabilisation » joue donc le rôle de référence.

### 3.5.1.2 Zener associée à une source de courant

L'utilisation d'une source de courant 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 sortie

La similitude de la partie utilisée pour la polarisation de la source de courant ( $D_{zp}$ ,  $R_p$ ) permet d'utiliser la relation 3.13 pour écrire

$$\Delta u_{zp} \Big|_{\substack{\Delta i_0=0 \\ \Delta T=0}} = \frac{r_{zp}}{R_p + r_{zp}} \cdot \Delta u_{in} \cong \frac{r_{zp}}{R_p} \cdot \Delta u_{in} \cong \Delta u_R
 \tag{3.18}$$

et pour la variation de courant dans la diode Zener de référence  $D_Z$

$$\Delta i_z \Big|_{\substack{\Delta i_0=0 \\ \Delta T=0}} = \frac{1}{R} \cdot \Delta u_R \cong \frac{r_{zp}}{R \cdot R_p} \cdot \Delta u_{in} \tag{3.19}$$

Et finalement pour la variation de la tension de référence

$$\Delta u_0 \Big|_{\substack{\Delta i_0=0 \\ \Delta T=0}} = r_z \cdot \Delta i_z \cong \frac{r_{zp} \cdot r_z}{R \cdot R_p} \cdot \Delta u_{in} \cong \frac{r_z^2}{R \cdot R_p} \cdot \Delta u_{in} \tag{3.20}$$

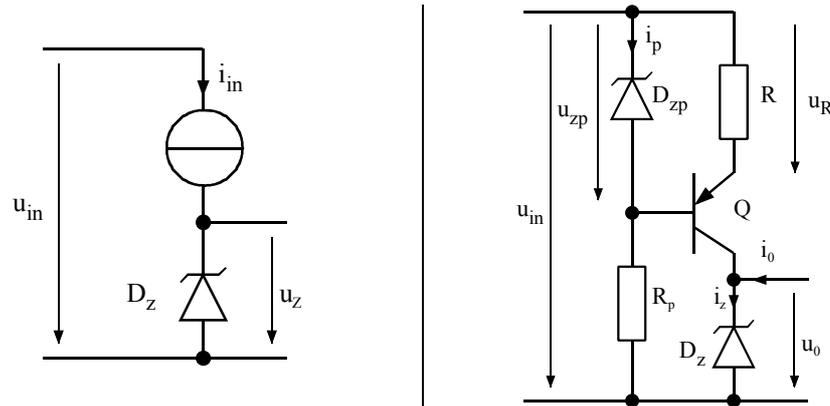


Figure 3-10 : Référence de tension polarisée par une source de courant

La tension de référence  $u_0$  est ici moins sensible aux variations de  $u_{in}$  pour le cas d'une simple polarisation par résistance (voir §3.5.1.1)

### 3.5.2 Référence de tension intégrée

La Figure 3-11 illustre le cas d'une référence de tension dont la stabilité est non seulement due à un courant de polarisation aussi constant que possible, mais également à une compensation de la dérive thermique de cette dernière.

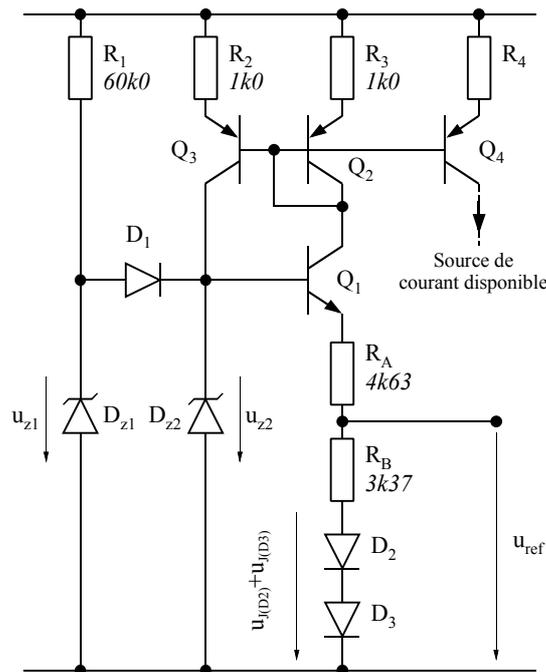


Figure 3-11 : Référence de tension intégrée

### 3.5.2.1 Principe de fonctionnement

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  $Q_1$ . Le courant de collecteur de  $Q_1$  sort du miroir de courant formé de  $Q_2$  et  $Q_3$  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 alors car  $u_{Z2} > u_{Z1}$ , 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 déconnectée du dispositif donnant la référence. En appliquant le principe de superposition au diviseur formé des résistances  $R_A$  et  $R_B$ , on calcule l'expression de la tension de référence.

$$u_{ref} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot (u_{Z2} - u_{BE(Q1)}) + \frac{R_A}{R_A + R_B} \cdot (u_{J(D2)} + u_{J(D3)}) \quad 3.21$$

On choisit les résistances dans un rapport tel que le coefficient de température de la tension de référence soit nul  $\frac{\partial u_{ref}}{\partial T} = 0$ . De plus on fait, en première approximation, l'hypothèse que les valeurs des résistances  $R_A$  et  $R_B$  ne sont pas fonction de la température

$$\frac{\partial u_{ref}}{\partial T} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot \left( \frac{\partial u_{Z2}}{\partial T} - \frac{\partial u_{BE(Q1)}}{\partial T} \right) + \frac{R_A}{R_A + R_B} \cdot \left( \frac{\partial u_{J(D2)}}{\partial T} + \frac{\partial u_{J(D3)}}{\partial T} \right) = 0 \quad 3.22$$

En admettant que

$$\frac{\partial u_J}{\partial T} = \frac{\partial u_{BE(Q1)}}{\partial T} = \frac{\partial u_{J(D2)}}{\partial T} = \frac{\partial u_{J(D3)}}{\partial T} \quad 3.23$$

on obtient

$$\frac{R_A}{R_B} = \frac{1}{2} \cdot \left( 1 - \frac{\partial u_{Z2}/\partial T}{\partial u_J/\partial T} \right) \quad 3.24$$

Sachant que le coefficient en température des diodes et de la jonction base-émetteur du transistor peut être estimé à  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ , on voit que le coefficient en température de la diode Zener doit être de  $3.5\text{mV}/^\circ\text{C}$ . En choisissant une diode Zener de  $7\text{V}$  et un courant de polarisation de l'ordre de  $600\mu\text{A}$ , on obtient satisfaction.

Finalement il faut remarquer que si la tension de référence présente un coefficient de température nul et que les diodes  $D_2$  et  $D_3$  ont un coefficient en température global de  $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$ , le courant circulant dans la résistance  $R_B$  est quant à lui dépendant de la température si la valeur de  $R_B$  est constante. Or dans un circuit intégré, les résistances diffusées ont un coefficient de température positif. Cet effet peut être mis à profit pour faire en sorte que  $i_{RB}$  et par voie de conséquence  $i_{DZ2}$ , soient constants.

## 3.6 RÉGULATEUR SÉRIE

### 3.6.1 Régulateur série en boucle ouverte

Le régulateur série le plus simple est le suivant

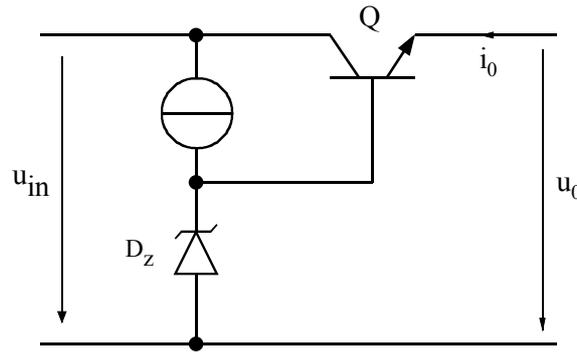


Figure 3-12 : Régulateur série élémentaire

A partir de ce schéma électrique, on peut construire un modèle par accroissement. Ce dernier est représenté à la Figure 3-13

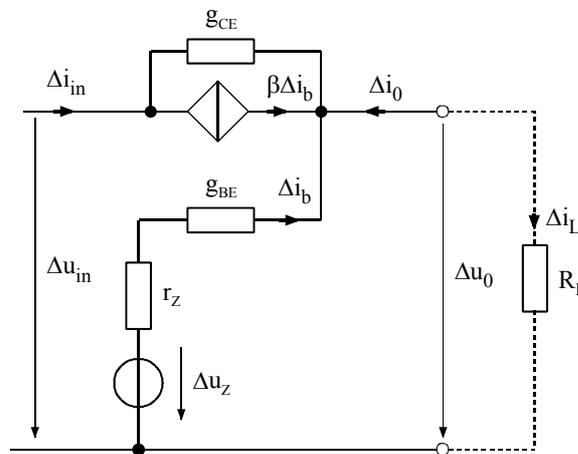


Figure 3-13 : Régulateur série élémentaire : modèle par accroissement

### 3.6.1.1 Influence des diverses sources de variations

A partir des relations

$$\begin{aligned} \Delta i_0 &= -(1 + \beta) \cdot \Delta i_b - (\Delta u_{in} - \Delta u_0) \cdot g_{CE} \\ \Delta i_b &= \frac{\Delta u_z - \Delta u_0}{r_z + 1/g_{BE}} \end{aligned} \tag{3.25}$$

On en déduit

$$\begin{aligned} \Delta u_0 &= \frac{g_{BE} \cdot r_z + 1}{(1 + \beta) \cdot \frac{g_{BE}}{g_{CE}} + g_{BE} \cdot r_z + 1} \cdot \Delta u_{in} + \frac{1}{g_{CE}} \cdot \frac{g_{BE} \cdot r_z + 1}{(1 + \beta) \cdot \frac{g_{BE}}{g_{CE}} + g_{BE} \cdot r_z + 1} \cdot \Delta i_0 \\ &\quad + \frac{(1 + \beta) \cdot \frac{g_{BE}}{g_{CE}}}{(1 + \beta) \cdot \frac{g_{BE}}{g_{CE}} + g_{BE} \cdot r_z + 1} \cdot \Delta u_Z \end{aligned} \tag{3.26}$$

Influence des variations de la tension d'entrée  $u_{in}$

$$\left. \frac{\Delta u_0}{\Delta u_{in}} \right|_{\substack{\Delta i_0=0 \\ \Delta u_z=0}} = \frac{g_{BE} r_z + 1}{(1 + \beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}} + g_{BE} r_z + 1} \underbrace{\qquad}_{(1+\beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}} \gg g_{BE} r_z + 1} \cong \left( \frac{r_z}{\beta} + \frac{1}{g_m} \right) \cdot g_{CE} \quad 3.27$$

Influence des variations du courant de charge  $i_0$

$$\left. \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} \right|_{\substack{\Delta u_{in}=0 \\ \Delta u_z=0}} = \frac{1}{g_{CE}} \frac{g_{BE} r_z + 1}{(1 + \beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}} + g_{BE} r_z + 1} \underbrace{\qquad}_{(1+\beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}} \gg g_{BE} r_z + 1} \cong \frac{r_z}{\beta} + \frac{1}{g_m} \quad 3.28$$

Influence des variations de la tension Zener dues à la température avec  $g_{UZ} = \frac{\Delta u_z}{\Delta T}$

$$\left. \frac{\Delta u_0}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta u_{in}=0 \\ \Delta i_0=0}} = \frac{(1 + \beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}}}{(1 + \beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}} + g_{BE} r_z + 1} \cdot g_{UZ} \underbrace{\qquad}_{(1+\beta) \frac{g_{BE}}{g_{CE}} \gg g_{BE} r_z + 1} \cong g_{UZ} \quad 3.29$$

### 3.6.2 Régulateur série avec asservissement de la tension de sortie

Le régulateur série est un système asservi basé sur une contre-réaction de type série parallèle.

#### 3.6.2.1 Montage à un transistor

La Figure 3-14 montre le cas d'une alimentation stabilisée linéaire à un transistor. La tension de sortie est réglable par le diviseur résistif  $R_1, R_2$ .

$$u_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (u_z + u_{BE(Q2)}) \quad 3.30$$

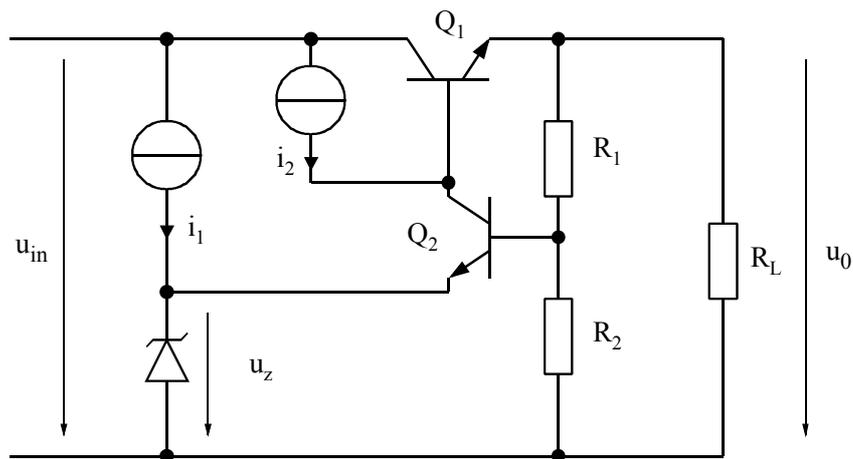


Figure 3-14 : Régulateur de tension série à un transistor

$R_1$  et  $R_2$  sont choisis pour que le courant qui les traverse soit nettement inférieur au courant nominal dans  $R_L$ , tout en ayant un ordre de grandeur de plus que le courant de base de  $Q_2$ .

### 3.6.2.1.1 Recherche du quadripôle modifié

Dans le but de définir le circuit équivalent pour accroissement, on a dans un premier temps supprimé les sources de courant (ouverture des sources de courant DC, court-circuit des sources de tension).

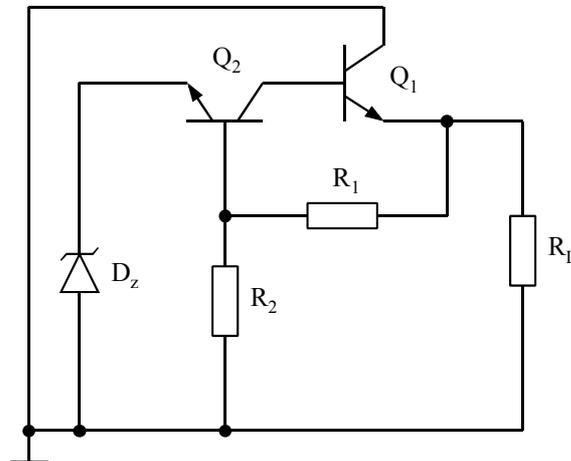


Figure 3-15 : Régulateur de tension série : schéma petits signaux

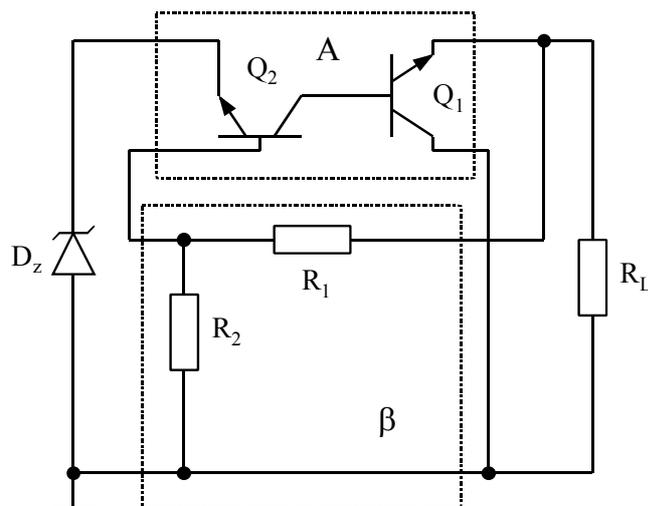


Figure 3-16 : Régulateur de tension série après identification du quadripôle amplificateur de tension et circuit de réaction

En utilisant les transformations de la contre-réaction valable dans le cas non idéal de la configuration série-parallèle dont on rappelle brièvement les règles

- Court-circuit de la sortie et ramener le circuit de réaction équivalent vu de l'entrée sur cette dernière
- Ouverture de l'entrée et ramener le circuit de réaction équivalent vu de la sortie sur cette dernière

on obtient le schéma de la Figure 3-17

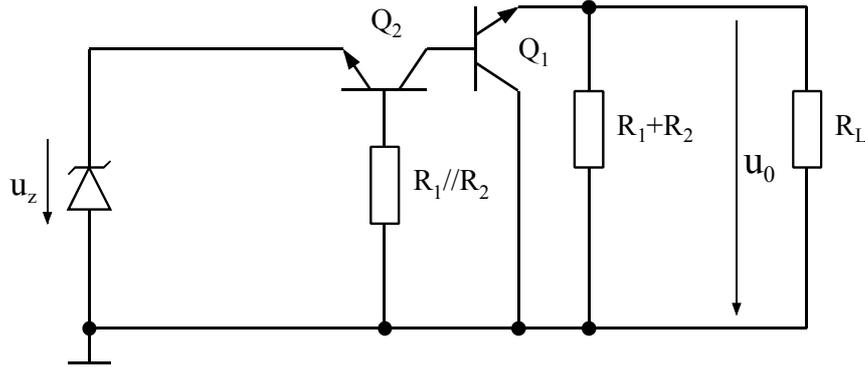


Figure 3-17 : Régulateur de tension série : quadripôle modifié

Du schéma de la Figure 3-17, on peut tracer le schéma pour accroissement en tenant compte des schémas équivalents de la diode Zener et des transistors.

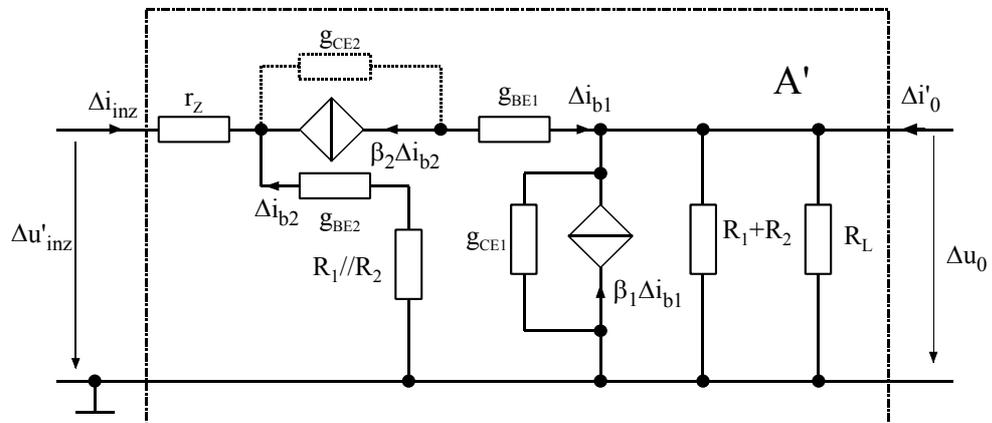


Figure 3-18 : Régulateur de tension série : quadripôle modifié (schéma pour accroissement)

### 3.6.2.1.2 Paramètres du quadripôle modifié.

Selon la théorie de la réaction négative non-idéale, l'ouverture de l'entrée doit provoquer l'annulation de la source commandée de sortie. Dans le cas qui nous préoccupe, ceci est vrai que si  $g_{CE2} \rightarrow 0$ . En d'autres termes la conductance  $g_{CE2}$  doit être négligeable.

Du schéma pour accroissement ci-dessus, en admettant que  $\beta_1 \cong \beta_1 + 1$  et  $\beta_2 \cong \beta_2 + 1$ , on peut calculer, pour le quadripôle modifié, les paramètres suivants :

L'impédance d'entrée du quadripôle modifié se calcule en court-circuitant la sortie.

$$R'_{inz} \Big|_{\Delta u_0=0} = \frac{\Delta u'_{inz}}{\Delta i_{inz}} \Big|_{\Delta u_0=0} = r_z + \frac{1}{g_{m2}} + \frac{R_1 // R_2}{\beta_2} \quad 3.31$$

Impédance de sortie du quadripôle modifié se calcule en ouvrant l'entrée.

$$R'_0 = \frac{\Delta u_0}{\Delta i'_0} \Big|_{\Delta i_{inz}=0} = \frac{1}{g_{CE1}} // (R_1 + R_2) // R_L \quad 3.32$$

Gain en tension

$$A'_V = \frac{\Delta u_0}{\Delta u'_{inz}} = \beta_1 \cdot \frac{R'_0}{R'_{inz}} = \beta_1 \cdot \frac{\frac{1}{g_{CE1}} // (R_1 + R_2) // R_L}{r_z + \frac{1}{g_{m2}} + \frac{R_1 // R_2}{\beta_2}} \quad 3.33$$

Si on a choisi  $R_1$  et  $R_2$  de manière correcte, c'est-à-dire selon les critères  $R_L \ll R_1$ ,

$R_2 \ll \frac{\beta_2}{g_{m2}} = \frac{1}{g_{BE2}}$  et sachant que  $r_z \ll \frac{1}{g_{m2}}$  on peut simplifier les expressions comme suit

$$A'_V = \frac{\Delta u_0}{\Delta u'_{inz}} \cong \beta_1 \cdot g_{m2} \cdot R_L \quad 3.34$$

$$R'_{inz} = \left. \frac{\Delta u'_{inz}}{\Delta i_{inz}} \right|_{\Delta u_0=0} \cong \frac{1}{g_{m2}} \quad 3.35$$

$$R'_0 = \left. \frac{\Delta u_0}{\Delta i_0} \right|_{\Delta i_{in}=0} \cong R_L // \frac{1}{g_{CE1}} \quad 3.36$$

Pour le quadripôle de réaction

$$\beta_V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad 3.37$$

Le taux de réaction T

$$T = 1 + \beta_V \cdot A'_V = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \beta_1 \cdot g_{m2} \cdot R_L \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \beta_1 \cdot g_{m2} \cdot R_L \quad 3.38$$

### 3.6.2.1.3 Paramètres en boucle fermée

Pour une configuration série - parallèle on a

- Pour le gain en tension

$$A_F = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_z} = \frac{A'_V}{1 + \beta_V \cdot A'_V} \cong \frac{1}{\beta_V} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad 3.39$$

- Pour la résistance d'entrée

$$R'_{inzF} = R'_{inz} \cdot (1 + \beta_V \cdot A'_V) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \beta_1 \cdot R_L \quad 3.40$$

- Pour la résistance de sortie en admettant que  $R_L \ll \frac{1}{g_{CE1}}$

$$R'_{0F} = \frac{R'_0}{1 + \beta_V \cdot A'_V} \cong \frac{R_L}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \beta_1 \cdot g_{m2} \cdot R_L} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{\beta_1 \cdot g_{m2}} \quad 3.41$$

- Pour la résistance d'entrée vue par la diode Zener

$$R_{inzF} = R'_{inzF} - r_z \cong R'_{inzF} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \beta_1 \cdot R_L \quad 3.42$$

– Pour la résistance de sortie vue par la charge

$$R_{0F} = \frac{1}{\frac{1}{R'_{0F}} - \frac{1}{R_L}} \cong R'_{0F} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{\beta_1 \cdot g_{m2}} \quad 3.43$$

L'influence d'une variation de la tension d'entrée (tension d'alimentation)  $U_{in}$  est directement dépendante de son action sur la tension de référence  $U_z$ .

$$F = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_{in}} = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_z} \cdot \frac{\Delta u_z}{\Delta u_{in}} = A_F \frac{\Delta u_z}{\Delta u_{in}} \cong \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\Delta u_z}{\Delta u_{in}} \quad 3.44$$

### 3.6.2.2 Montage à amplificateur différentiel

Le schéma de principe d'un tel montage est illustré à la Figure 3-19

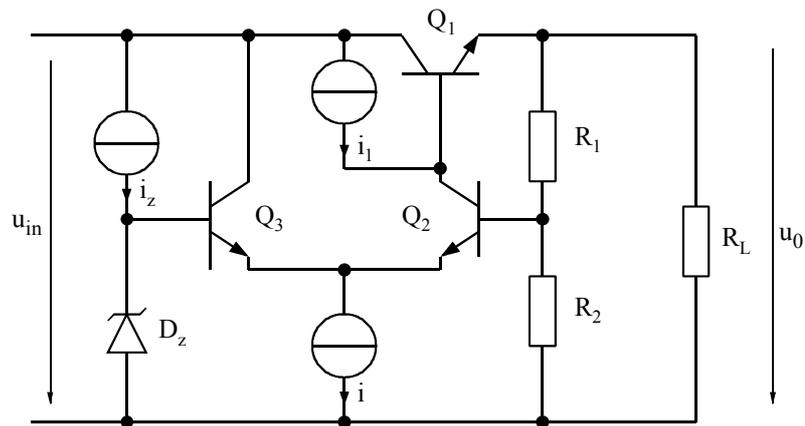


Figure 3-19 : Régulateur de tension série, montage différentiel

Ce schéma de principe peut être réalisé de la manière suivante

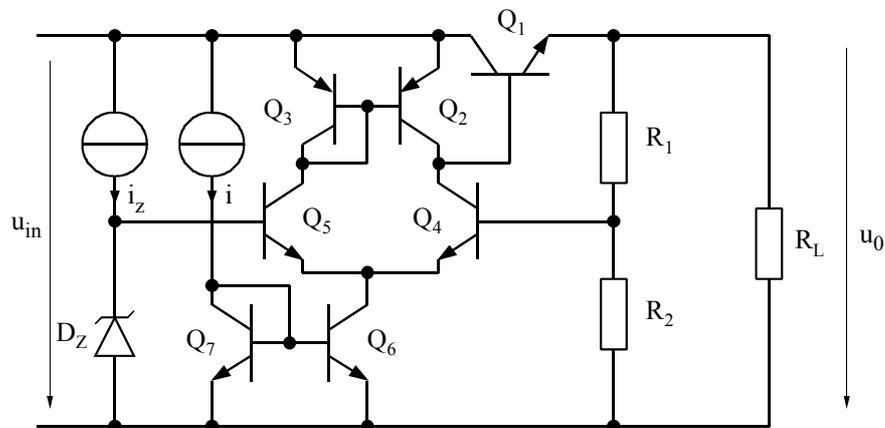


Figure 3-20 : Régulateur de tension série : montage différentiel

Les deux sources de courant et la diode Zener peuvent être remplacées par le schéma de la référence de tension intégrée définie à la Figure 3-11

### 3.7 ALIMENTATION STABILISÉE À SORTIES SYMÉTRIQUES

La Figure 3-21 montre la structure d'une alimentation stabilisée à sorties symétriques. En effet, à partir de deux tensions non régulées de signes opposés, on peut créer deux tensions de sorties dont les valeurs dépendent à la fois des réseaux diviseurs  $R_{1+}$ ,  $R_{2+}$  et  $R_{1-}$ ,  $R_{2-}$ .

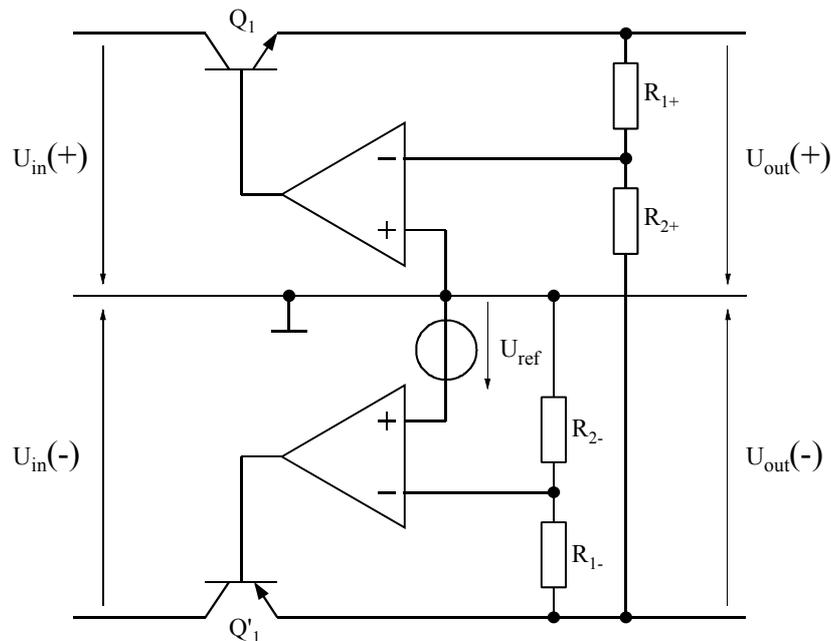


Figure 3-21 : Schéma de principe d'une alimentation stabilisée à sorties symétriques

La tension de sortie est liée à la tension de référence et aux résistances  $R_{1+}$ ,  $R_{2+}$  et  $R_{1-}$ ,  $R_{2-}$ .

$$U_{out}(-) = -\frac{R_{1-} + R_{2-}}{R_{2-}} \cdot U_{ref} \quad 3.45$$

$$U_{out}(+) = -\frac{R_{1+}}{R_{2+}} \cdot U_{out}(-) = \frac{R_{1+}}{R_{2+}} \cdot \frac{R_{1-} + R_{2-}}{R_{2-}} \cdot U_{ref} \quad 3.46$$

### 3.8 LIMITATION DE COURANT, PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES

Pour des raisons de fiabilité et de dimensionnement, il est en général indispensable de prévoir une limitation de la puissance de sortie des alimentations stabilisées linéaires.

#### 3.8.1 Caractéristique de limitation rectangulaire

La première possibilité est une limitation du courant de sortie à une valeur maximale définie au-delà de laquelle la stabilité de la tension de sortie n'est plus assurée. Le courant maximum est maintenu constant et la tension chute jusqu'à une valeur proche de 0V. La puissance dissipée est alors directement proportionnelle à la tension d'entrée et au courant maximum fixé par la protection.

En se référant à la Figure 3-22, on peut écrire, en faisant l'hypothèse réaliste que le courant maximum admissible de sortie est beaucoup plus grand que le courant circulant dans le diviseur de tension  $R_1$ ,  $R_2$

$$U_{BE(Q3)} = R_{LIM} \cdot i_0 \quad 3.47$$

Lorsque la tension  $U_{BE(Q3)}$  atteint  $U_J=0.7V$  environ, le courant de base de  $Q_1$  est dérivé par  $Q_3$  et l'asservissement de la tension de sortie n'est plus garanti.

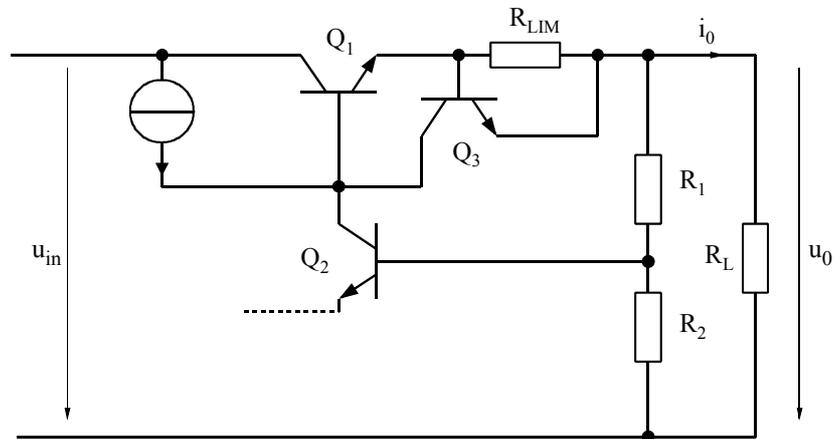


Figure 3-22 : Schéma de principe d'une limitation en courant

A l'aide de la relation 3.47, on peut écrire

$$I_{LIM} = \frac{U_J}{R_{LIM}} \quad 3.48$$

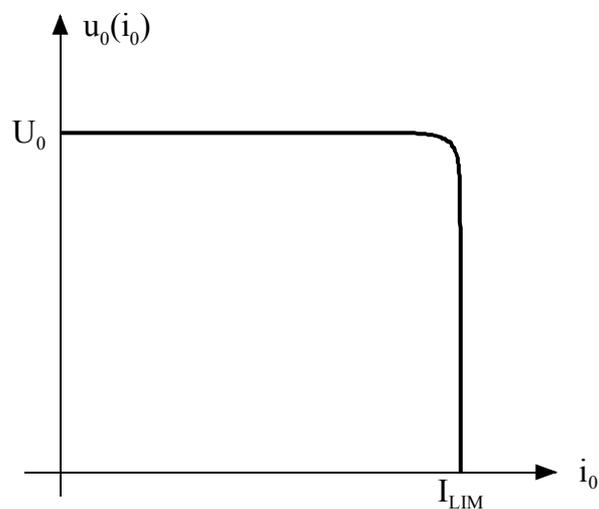


Figure 3-23 : Caractéristique d'une limitation de courant sans repliement

La puissance maximale dissipée lorsque la protection est active vaut

$$P_{MAX} = U_{in} \cdot I_{LIM} = \frac{U_J \cdot U_{in}}{R_{LIM}} \quad 3.49$$

### 3.8.2 Caractéristique de limitation à repliement de courant

La pratique montre que le facteur limitatif d'une protection à caractéristique de limitation rectangulaire est sans aucun doute la puissance maximale que le système doit être capable d'absorber. En modifiant de façon mineure le système de protection, il est possible d'obtenir une caractéristique à repliement de courant. Dans ce cas, lorsque la limitation de courant devient active, elle est fonction de la tension de sortie. Le courant de court-circuit est donc bien inférieur au courant de limitation à tension de sortie nominale. La Figure 3-24 montre ce type de protection

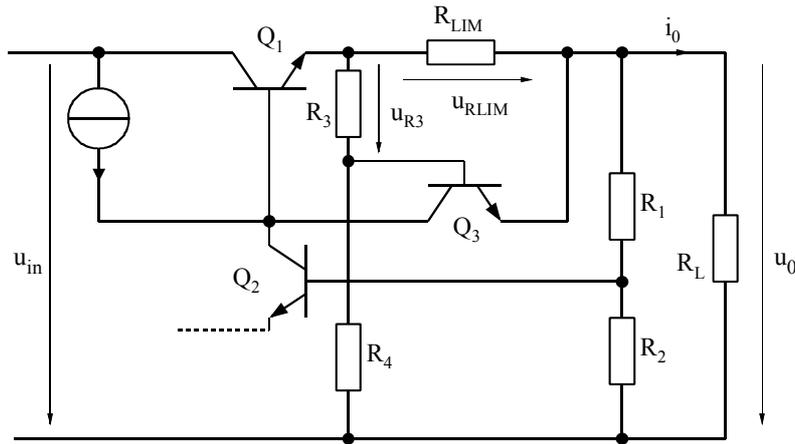


Figure 3-24 : Schéma de principe d'une limitation avec repliement

De la Figure 3-24, on peut écrire les relations suivantes

$$u_{BE(Q3)} = u_{RLIM} - u_{R3} \quad 3.50$$

$$u_{RLIM} = R_{LIM} \cdot i_0 \quad 3.51$$

$$u_{R3} = (u_0 + u_{RLIM}) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad 3.52$$

en admettant que le transistor Q3 conduit avec une tension de jonction  $u_{BE(Q3)} = U_J = 0.7V$

et en posant  $\lambda = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$

$$i_0 = \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{\lambda u_0 + U_J}{1 - \lambda} \left. \begin{array}{l} I_{LIM[ MAX ]} \Big|_{u_0 = U_0} = \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{\lambda U_0 + U_J}{1 - \lambda} \\ I_{LIM CC} \Big|_{u_0 = 0} = \frac{1}{R_{LIM}} \cdot \frac{U_J}{1 - \lambda} \end{array} \right\} \quad 3.53$$

En limitation, on peut tracer une droite de repliement dont la relation vaut

$$u_0 = R_{LIM} \frac{1 - \lambda}{\lambda} i_0 - \frac{U_J}{\lambda} = \frac{R_{LIM} \cdot R_4}{R_3} \cdot i_0 - \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot U_J \quad 3.54$$

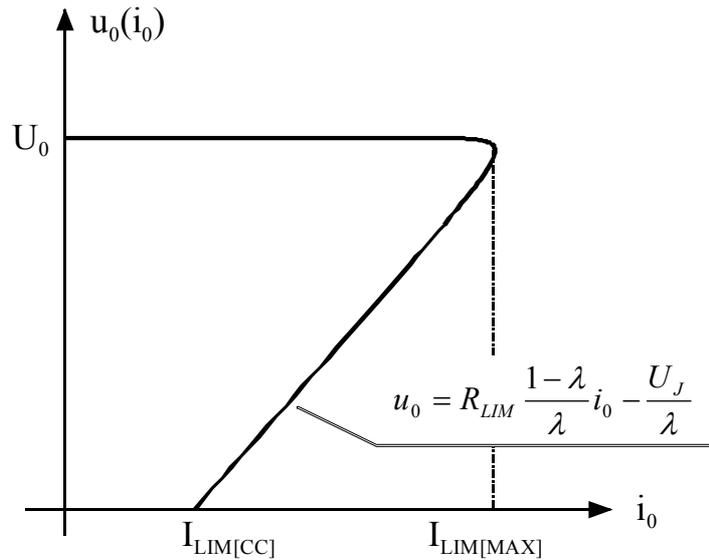


Figure 3-25 : Caractéristique d'une limitation de courant avec repliement

La résistance de limitation  $R_{LIM}$  est plus grande dans le cas d'une limitation du courant de sortie avec repliement. La valeur maximale de  $R_{LIM}$  est limitée par

$$R_{LIM[MAX]} = \frac{U_{in[min]} - (U_{CEsat(Q1)} + U_0)}{I_{LIM[MAX]}} \quad 3.55$$

où  $U_{in[min]}$  est la tension d'alimentation non régulée minimale,  $U_{CEsat(Q1)}$  la tension de saturation du transistor ballast  $Q_1$ ,  $U_0$  la tension de sortie et  $I_{LIM[MAX]}$  le courant de sortie maximum à tension de sortie nominale.

Le rapport entre le courant de limitation maximum  $I_{LIM[MAX]}$  et le courant de court-circuit  $I_{LIM[CC]}$  est donné par la relation

$$\frac{I_{LIM[MAX]}}{I_{LIM[CC]}} = \frac{\lambda U_0 + U_J}{U_J} = \lambda \frac{U_0}{U_J} + 1 \quad 3.56$$

ce qui démontre que pour avoir un rapport maximum, il faut que  $\lambda$  soit aussi proche que possible de 1. Dans ce cas, la relation 3.53 montre que la limitation absolue de  $I_{LIM[MAX]}$  et par voie de conséquence  $I_{LIM[CC]}$  impose une résistance de limitation aussi grande que possible, en respectant la relation 3.55

***Cette caractéristique avec repliement du courant peut poser des problèmes lors de l'enclenchement de l'alimentation stabilisée avec charge connectée. Si la caractéristique dynamique d'enclenchement de la charge possède une intersection avec la partie repliée de la caractéristique de protection, le système ne pourra jamais être mis sous tension.***

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **TRAITE D'ELECTRICITE**  
*VOLUME VIII : ELECTRONIQUE*  
**Auteurs : J.D. Chatelain et R.Dessoulavy**  
ISBN : 2-604-00010-5
  
- [2] **CIRCUIT ET SYSTEMES ELECTRONIQUES**  
*ELECTRONIQUE III, PARTIE I*  
**Auteur : M. Declercq**
  
- [3] **THE ART OF ELECTONICS**  
**Auteurs : P. Horowitz, W. Hill**  
ISBN : 0-521-37095-7