

# ALIMENTATIONS STABILISEES

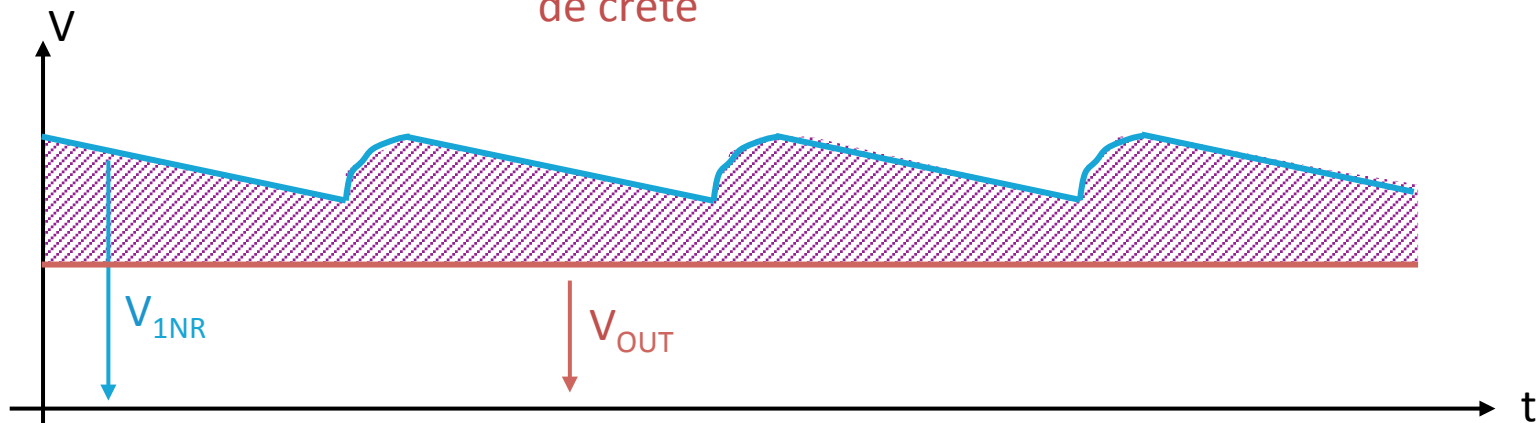
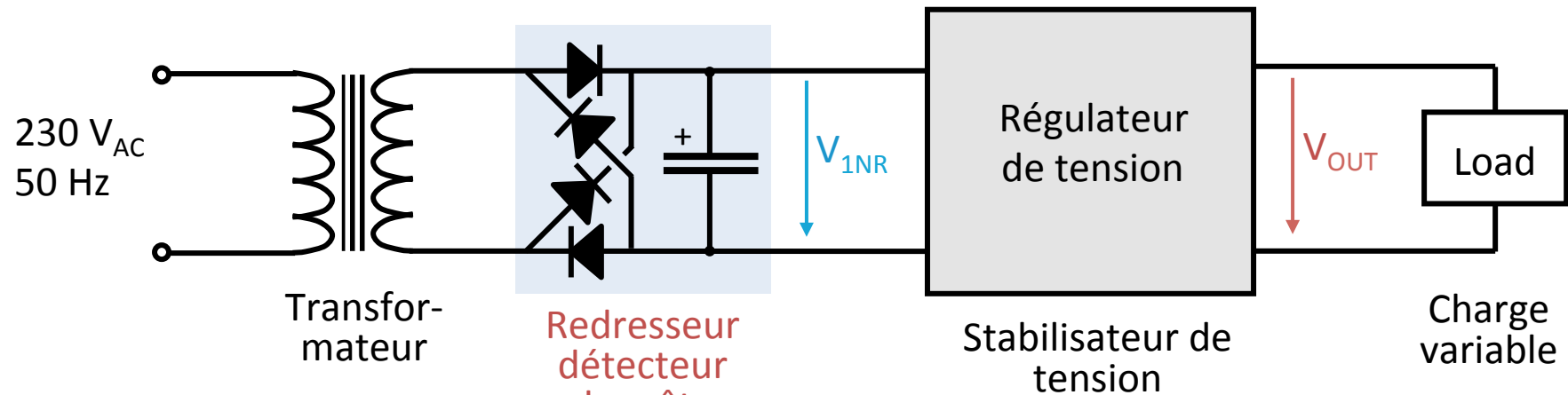
Circuits & systèmes électroniques I

M. Kayal

# ALIMENTATIONS STABILISEES

- ALIMENTATIONS A REGULATEUR CONTINU SERIE
- REGULATEUR DE TENSION CONTINU SERIE
- REFERENCES DE TENSION A DIODE ZENER
- REFERENCES DE TENSION "BAND GAP"
- EXEMPLES DE REGULATEUR DE TENSION CONTINU SERIE

# 1. ALIMENTATIONS A REGULATEUR CONTINU SERIE

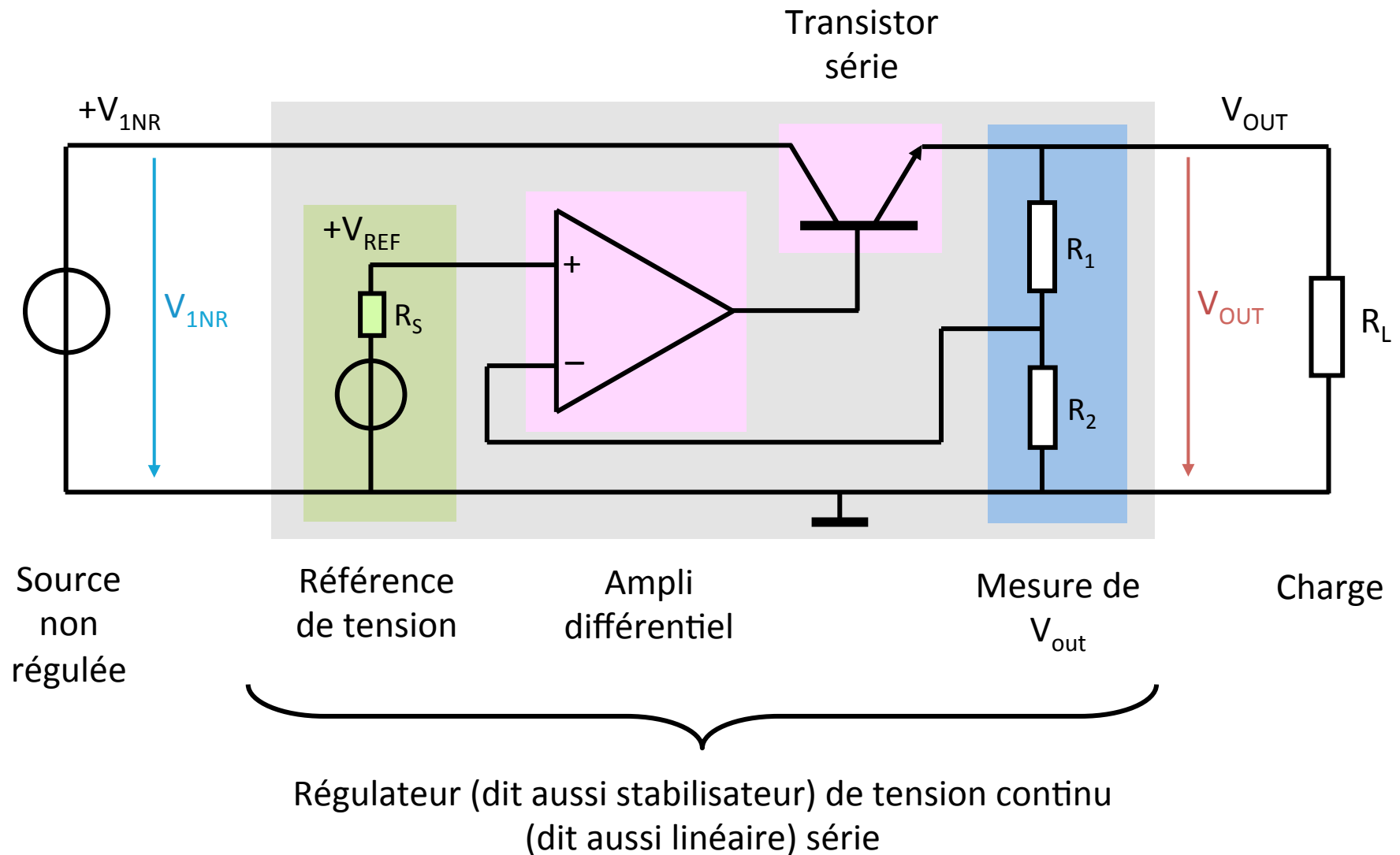


La différence entre  $V_{1NR}$  et  $V_{OUT}$  est "chutée" par le régulateur

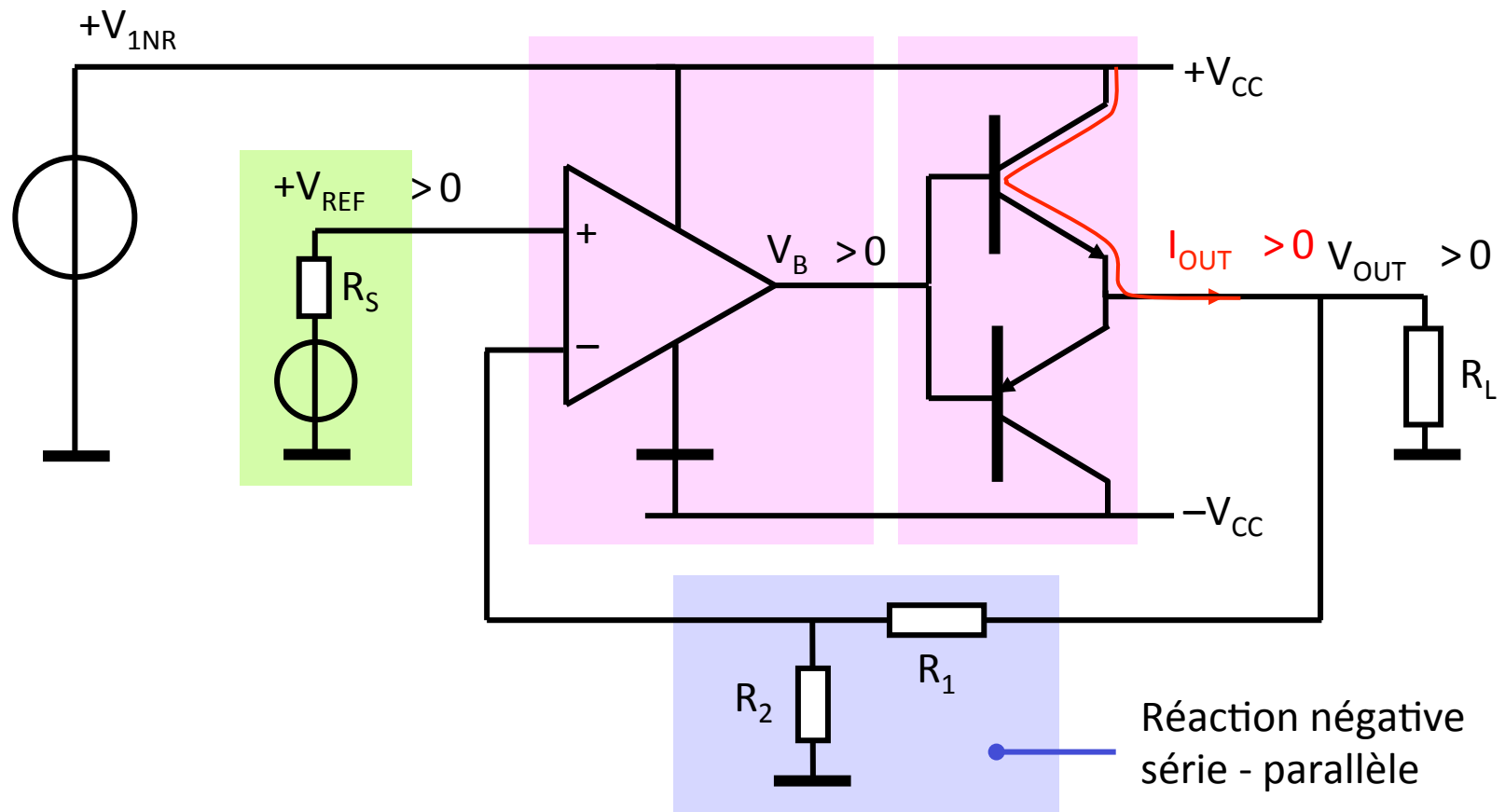
# 1. ALIMENTATIONS A REGULATEUR CONTINU SERIE

- Alimentations de très haute qualité.
- Très faible ondulation résiduelle.
- Très faible impédance de sortie.
- Réponse rapide aux sollicitations et perturbations.
- ☹ Rendement bien plus faible que les alimentations à découpage.

## 2.1 REGULATEUR DE TENSION CONTINU SERIE



## 2.1 REGULATEUR DE TENSION CONTINU SERIE



## 2.2 CARACTERISTIQUES DES REGULATEUR DE TENSION CONTINU SERIE

EFFET D'UNE VARIATION DE LA CHARGE  $R_L$

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = R_{out,F}$$

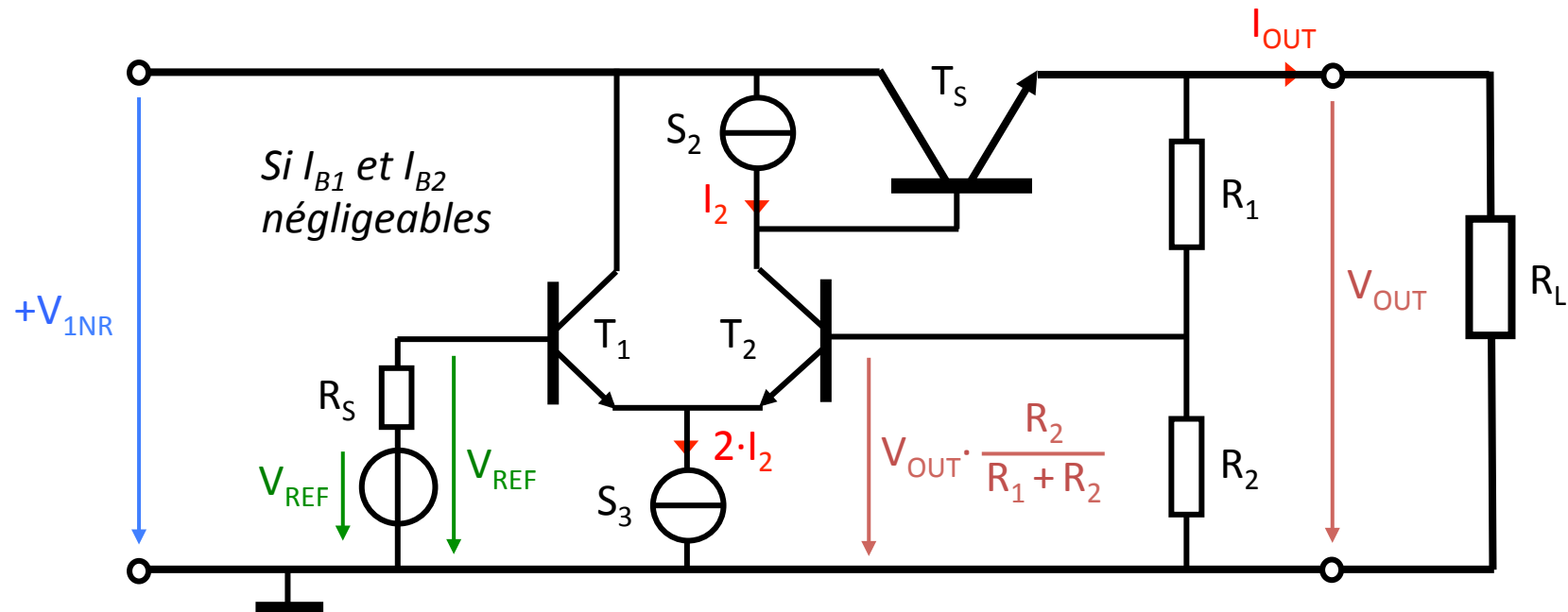
EFFET D'UNE VARIATION DE LA TENSION D'ENTREE  $V_1$

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{1NR}} = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{1NR}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + PSRR$$

EFFET D'UNE VARIATION DE LA TEMPERATURE

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta T} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

## 2.3 REGULATEUR LINEAIRE SERIE A AMPLI DIFFERENTIEL



$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

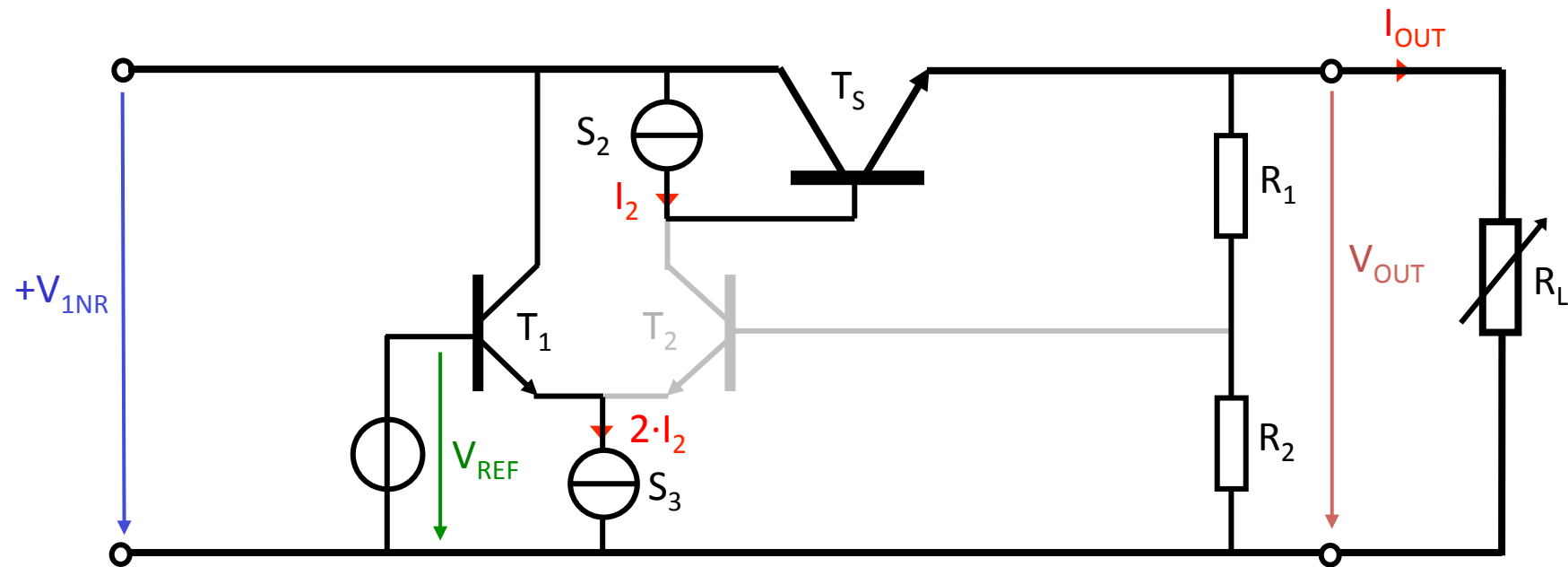
L'ampli différentiel compense l'effet de la température sur les jonctions BE de  $T_1$  et  $T_2$

Le courant de sortie n'influence pratiquement pas le courant dans la référence

$V_{OUT}$  est réglable en modifiant le rapport  $R_1/R_2$



## 2.4 LIMITATION DE COURANT



Si  $R_L$  décroît  $I_{OUT}$  croît et pourrait atteindre :

$$I_{OUT, \max} = \beta_S \cdot I_2$$

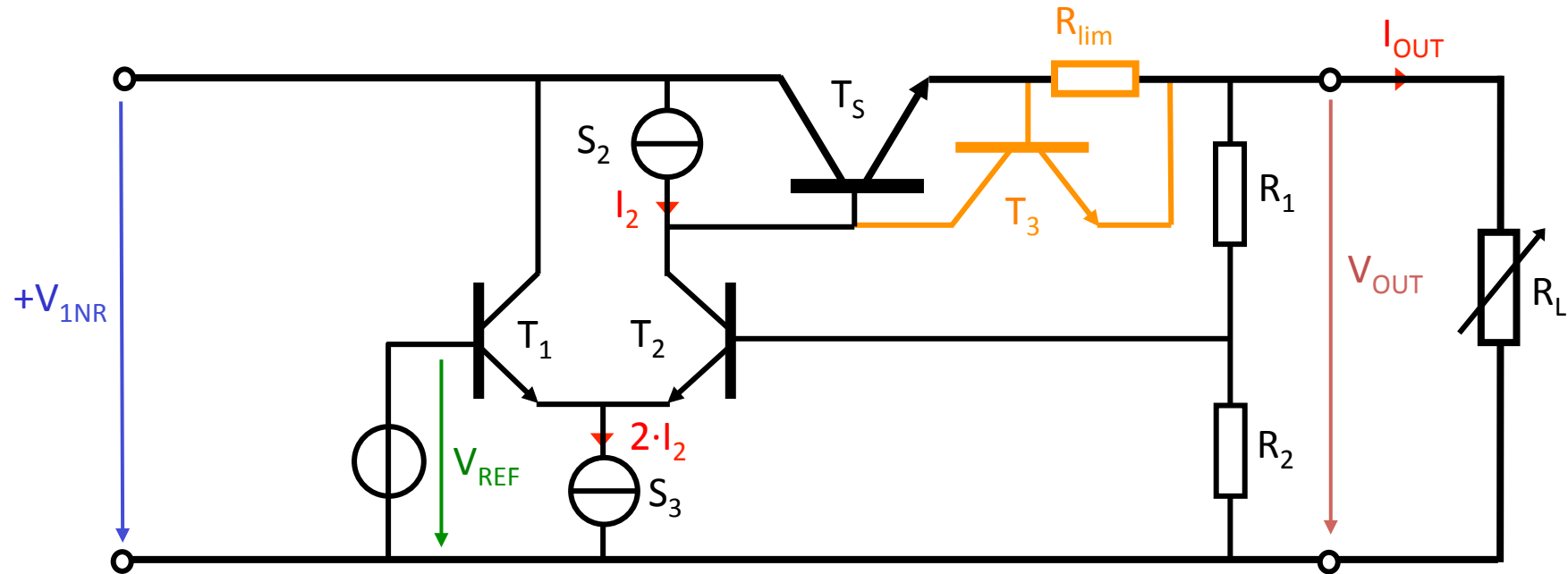
Avec la sortie en court-circuit,  $T_s$  devrait dissiper :

$$P_{QS, \max} = V_{1NR} \cdot \beta_S \cdot I_2$$

Ces valeurs sont en général bien plus élevée que les maxima tolérés par le transistor, d'où la nécessité d'une limitation de courant.

## 2.4 LIMITATION DE COURANT

### LIMITATION SIMPLE

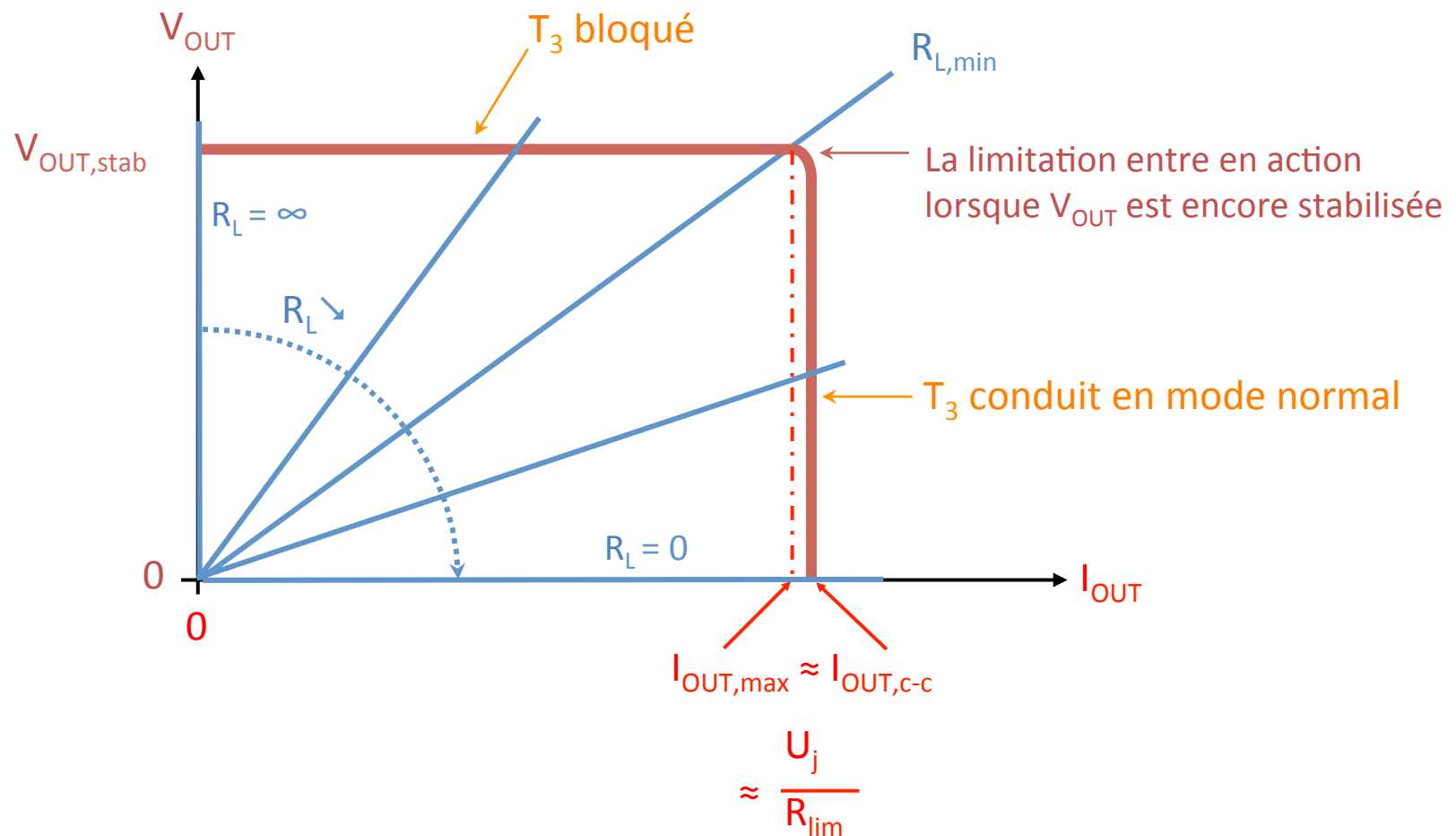


Lorsque  $T_3$  conduit,  $V_{BE3} = 0.7 \text{ V} \Rightarrow$

$$I_{out} \approx \frac{U_j}{R_{lim}} \approx \frac{0.7}{R_{lim}}$$

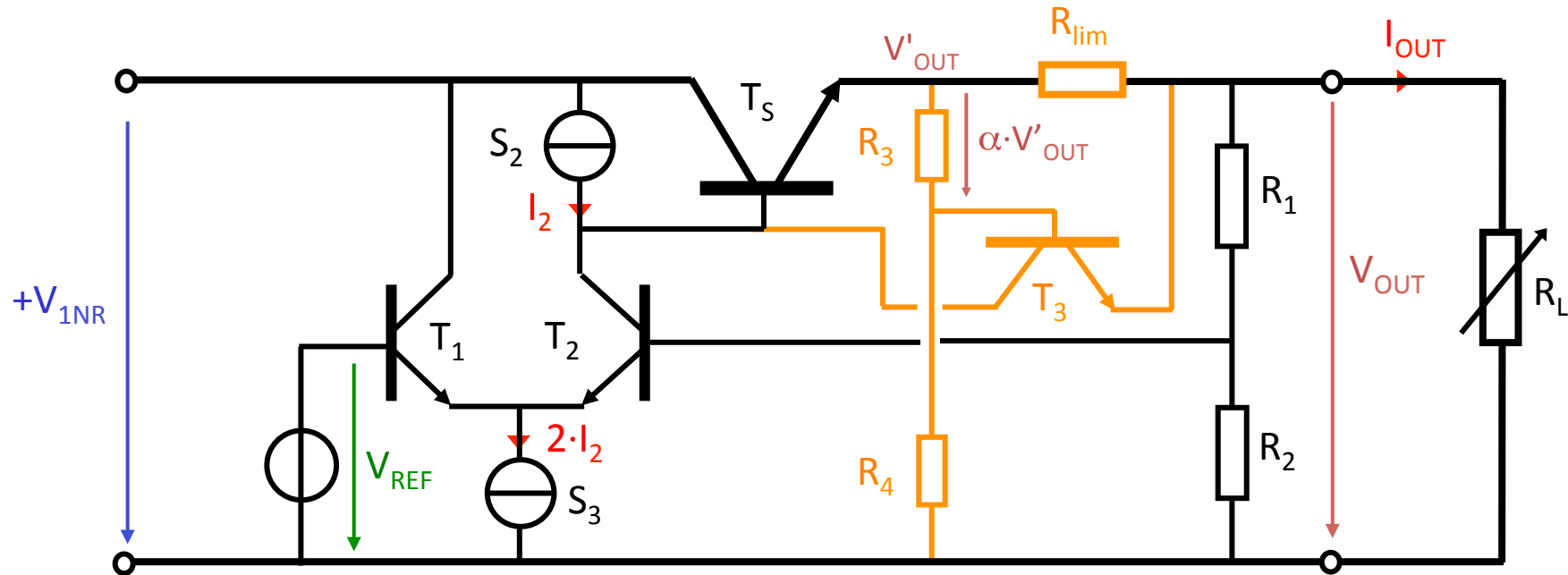
## 2.4 LIMITATION DE COURANT

### LIMITATION SIMPLE



## 2.4 LIMITATION DE COURANT

### LIMITATION A REPLIEMENT (FOLDBACK)



$$V_{BE3} = I_{OUT} \cdot R_{lim} - \alpha \cdot V'_{OUT}$$

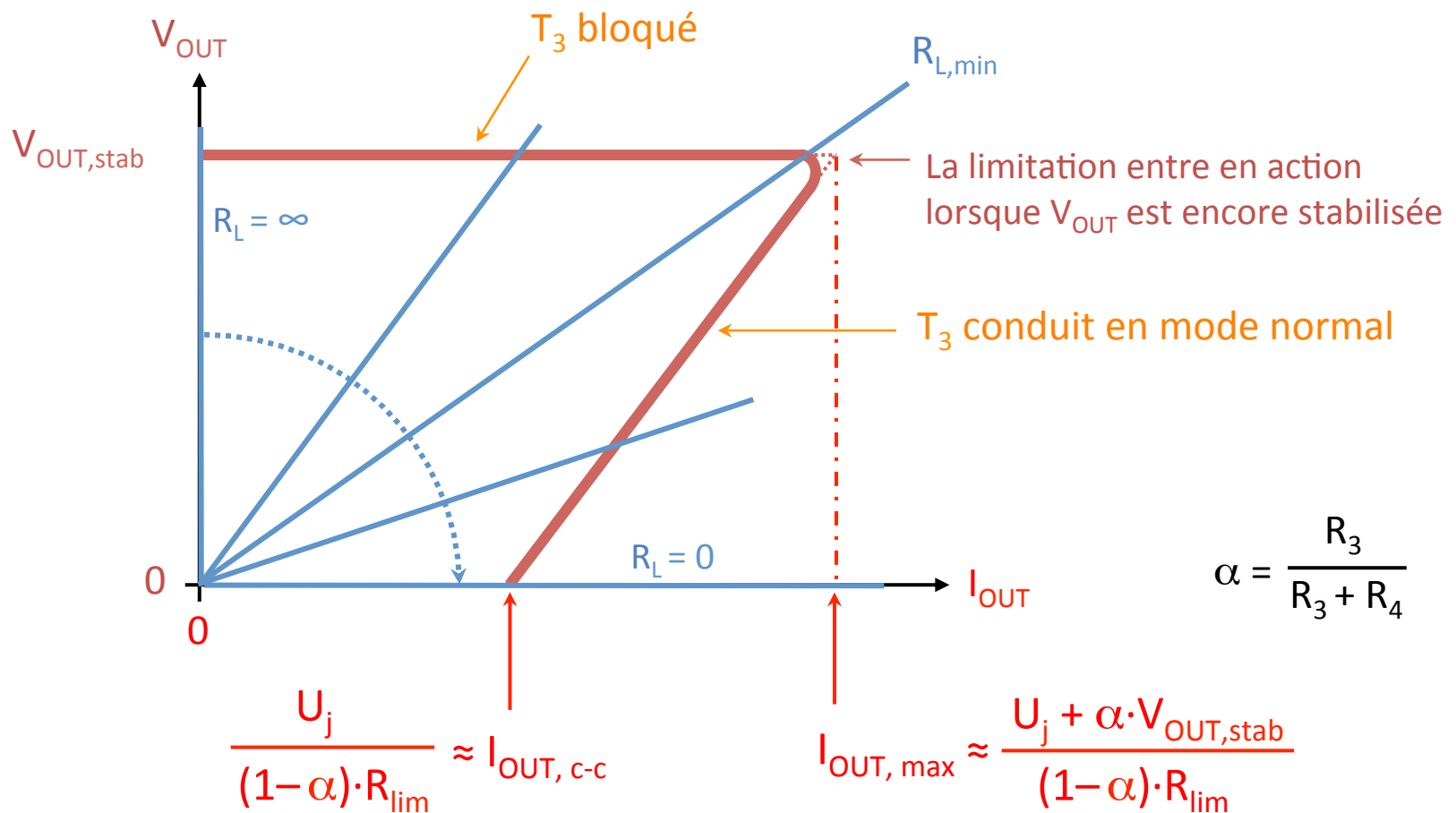
avec: 
$$\begin{cases} V'_{OUT} = V_{OUT} + I_{OUT} \cdot R_{lim} \\ \alpha = R_3 / (R_3 + R_4) \end{cases}$$

Lorsque  $T_3$  conduit,  $V_{BE3} = U_j \Rightarrow$

$$I_{OUT} = \frac{U_j + \alpha \cdot V_{OUT}}{(1 - \alpha) \cdot R_{lim}}$$

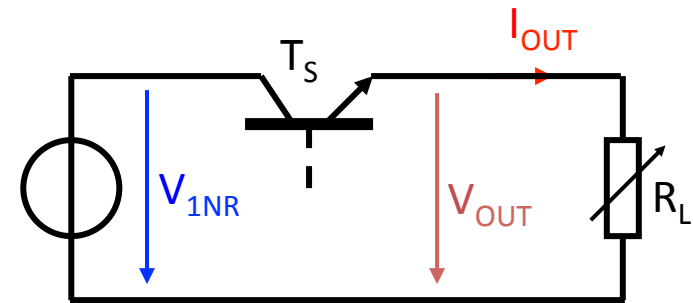
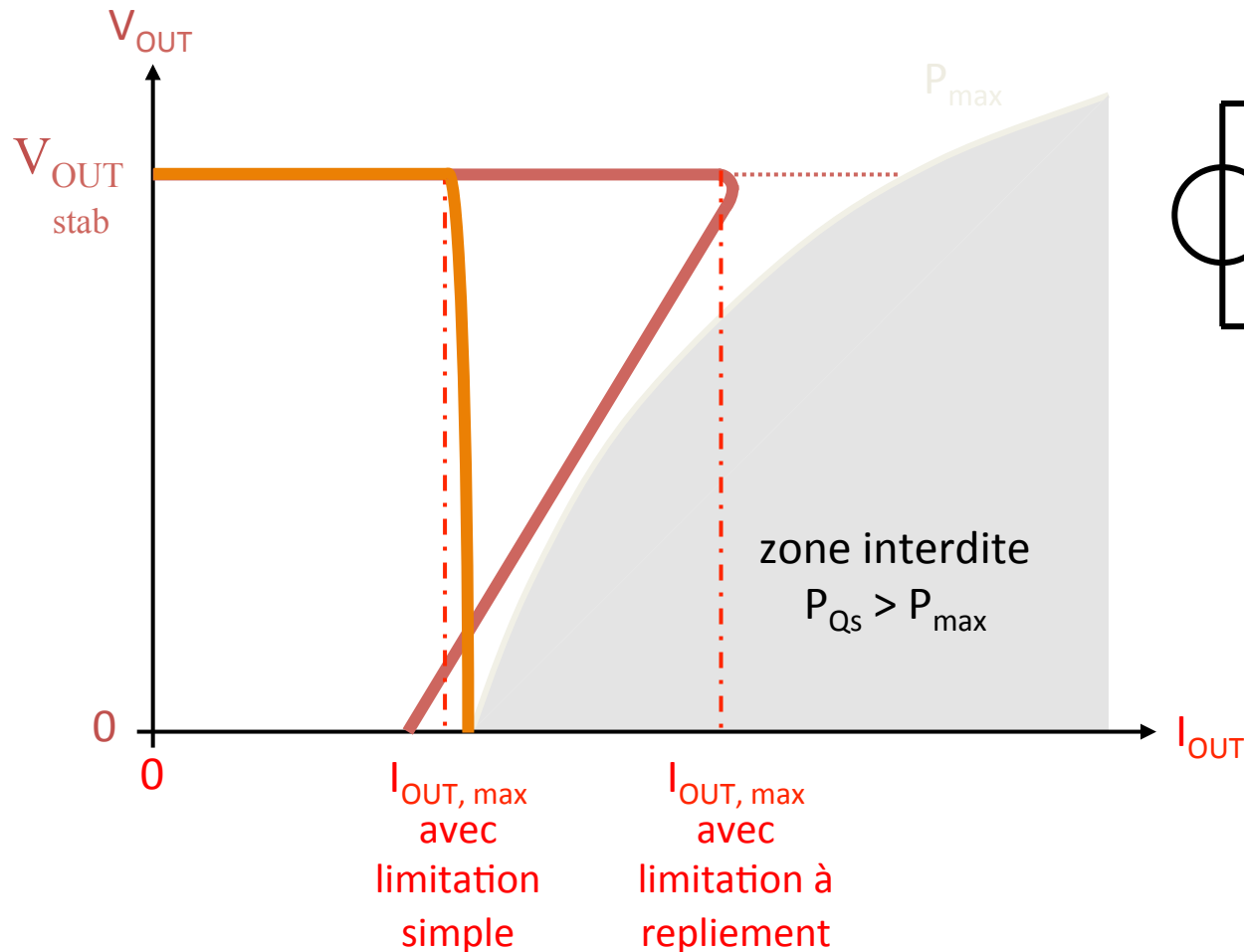
## 2.4 LIMITATION DE COURANT

### LIMITATION A REPLIEMENT (FOLDBACK)



## 2.4 LIMITATION DE COURANT

### AVANTAGE DE LA LIMITATION A REPLIEMENT



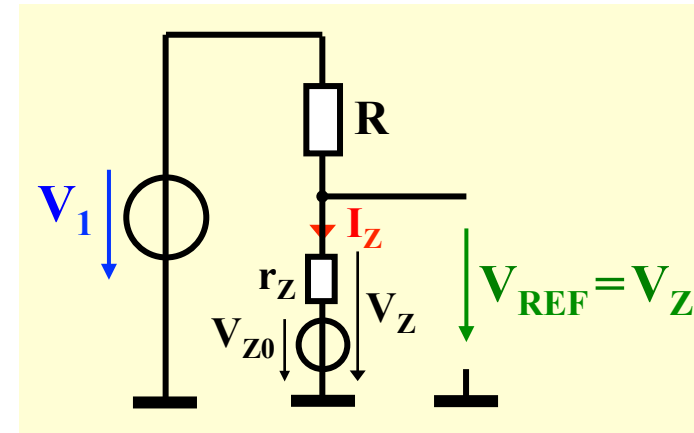
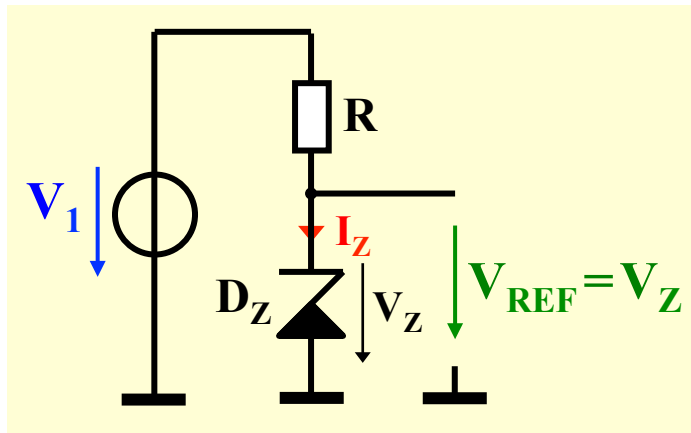
$$P_{Qs} = I_{Cs} \cdot V_{CEs}$$

$$P_{Qs} \approx I_{OUT} \cdot (V_{1NR} - V_{OUT})$$

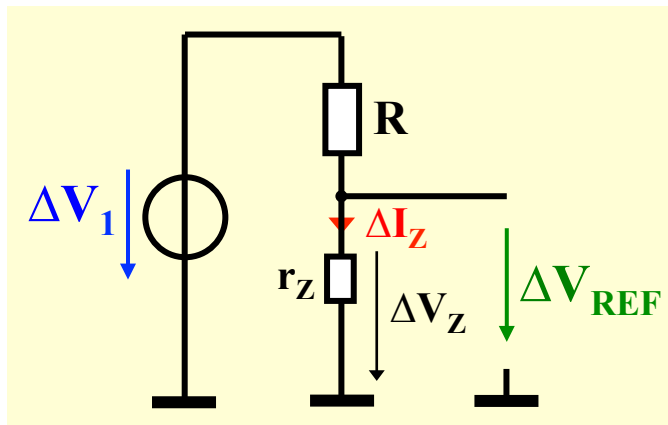
$$P_{Qs} \leq P_{max} \quad \text{dépendante du transistor et de son radiateur}$$

# 3.1 REFERENCE DE TENSION A DIODE ZENER

## POLARISATION PAR UNE RESISTANCE



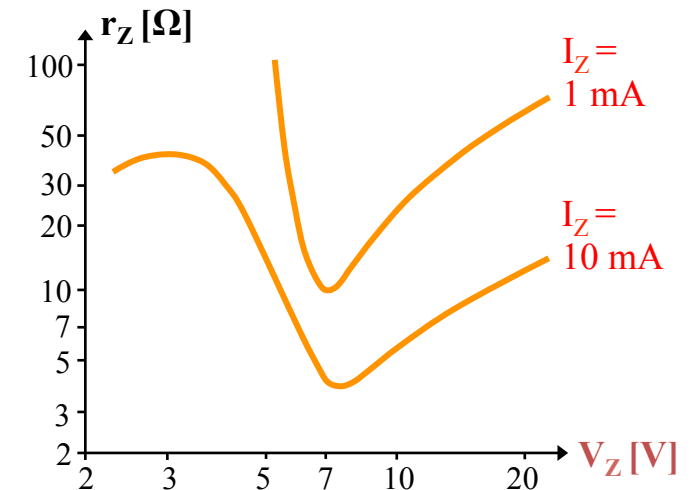
Modèle "grands signaux"



Modèle "petits signaux"

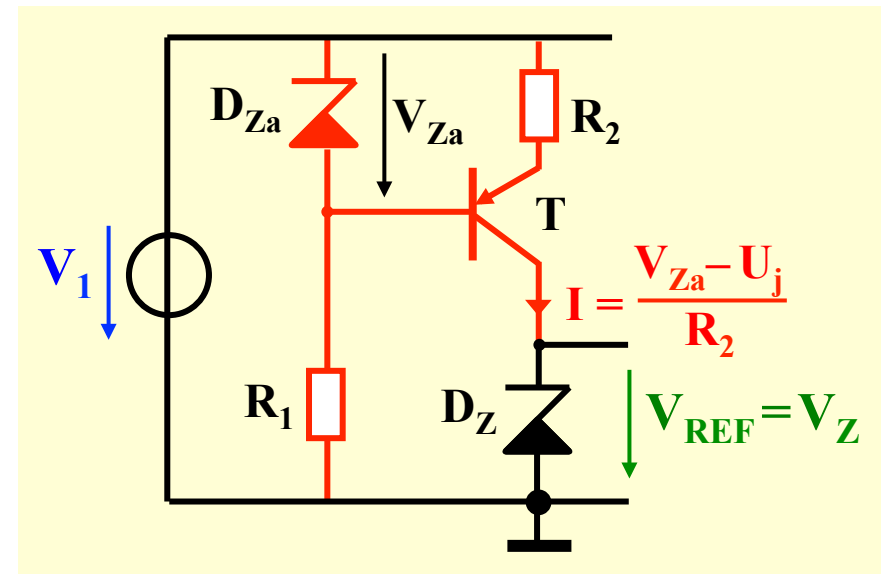
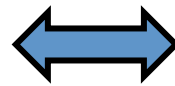
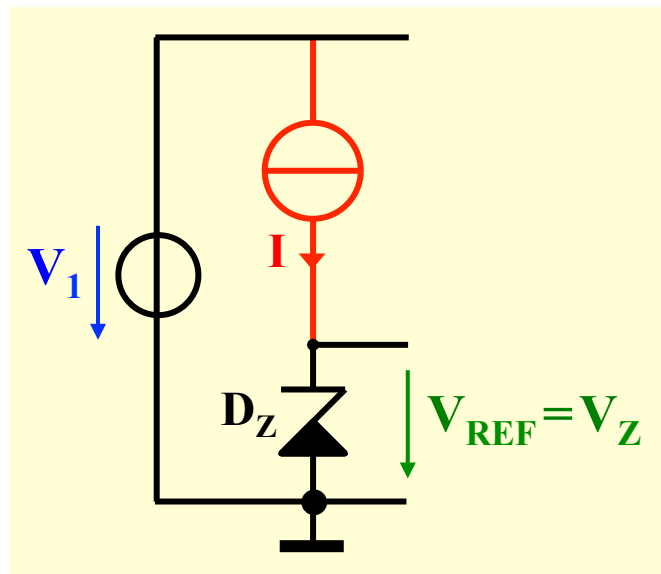
$$\Delta V_{REF} = \Delta V_1 \cdot \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

$$\Delta V_{REF} \approx \Delta V_1 \cdot \frac{r_Z}{R}$$



# 3.1 REFERENCE DE TENSION A DIODE ZENER

## POLARISATION PAR UNE SOURCE DE COURANT



$$\Delta V_{Za} \approx \Delta V_1 \cdot \frac{r_{Za}}{R_1} \Rightarrow \Delta I = \frac{\Delta V_{Za}}{R_2} \Rightarrow$$

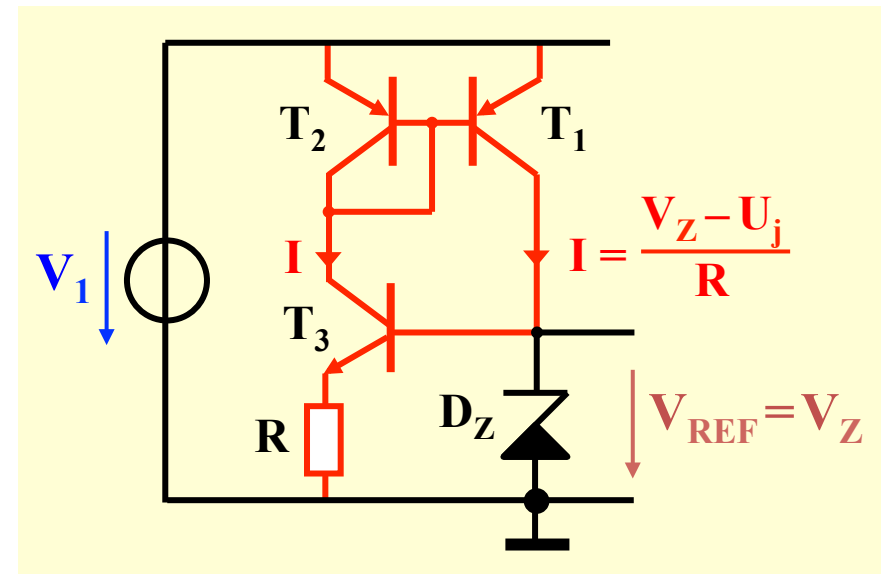
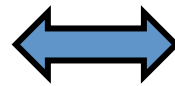
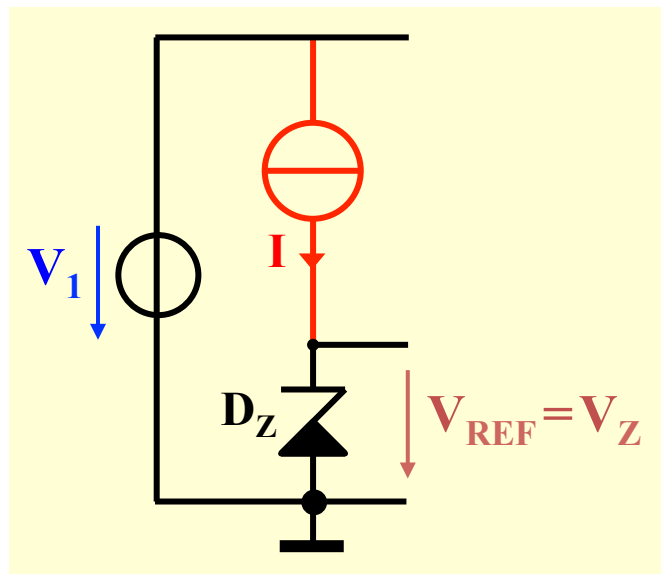
$$\Delta V_{REF} = \Delta I \cdot r_Z \approx \Delta V_1 \cdot \frac{r_{Za} \cdot r_Z}{R_1 \cdot R_2}$$

$$\omin� V_{1,min} = V_{Za} + V_Z$$



# 3.1 REFERENCE DE TENSION A DIODE ZENER

## POLARISATION PAR UNE SOURCE DE COURANT (CI)



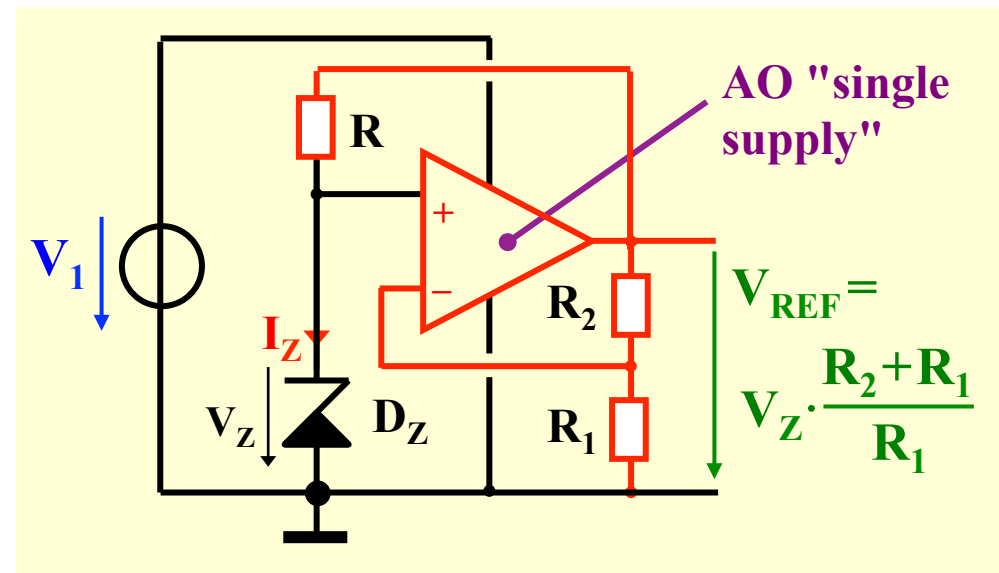
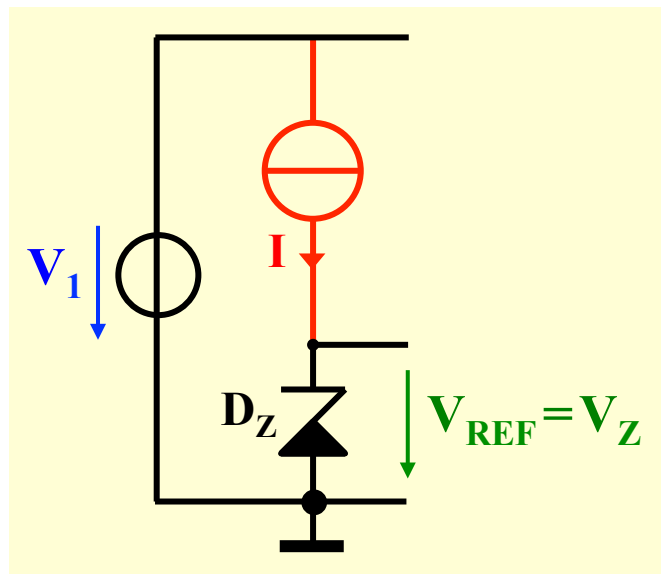
En "petits signaux" :

$$\Delta V_{REF} \approx \Delta V_1 \cdot g_{ce1} \cdot r_Z$$

nécessité d'un circuit auxiliaire de démarrage

# 3.1 REFERENCE DE TENSION A DIODE ZENER

POLARISATION PAR UNE SOURCE DE COURANT (discret)



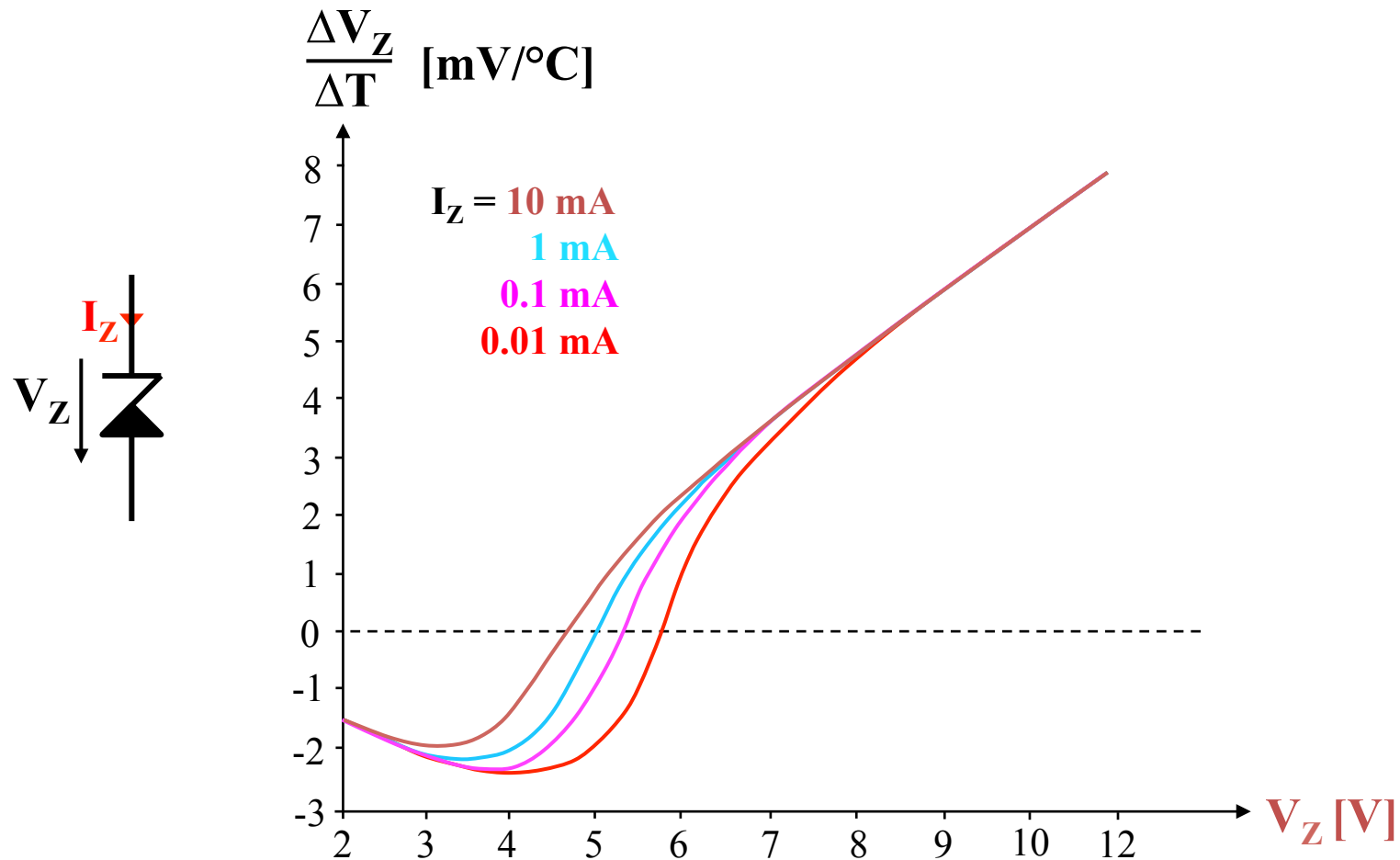
$$I_Z = \frac{V_Z}{R} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad \text{précis} \text{ ☺}$$

En "petits signaux" :

$$\Delta V_{REF} \text{ ☺} \approx \Delta V_1 \cdot \frac{1}{PSRR} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

# 3.1 REFERENCE DE TENSION A DIODE ZENER

## SENSIBILITE A LA TEMPERATURE



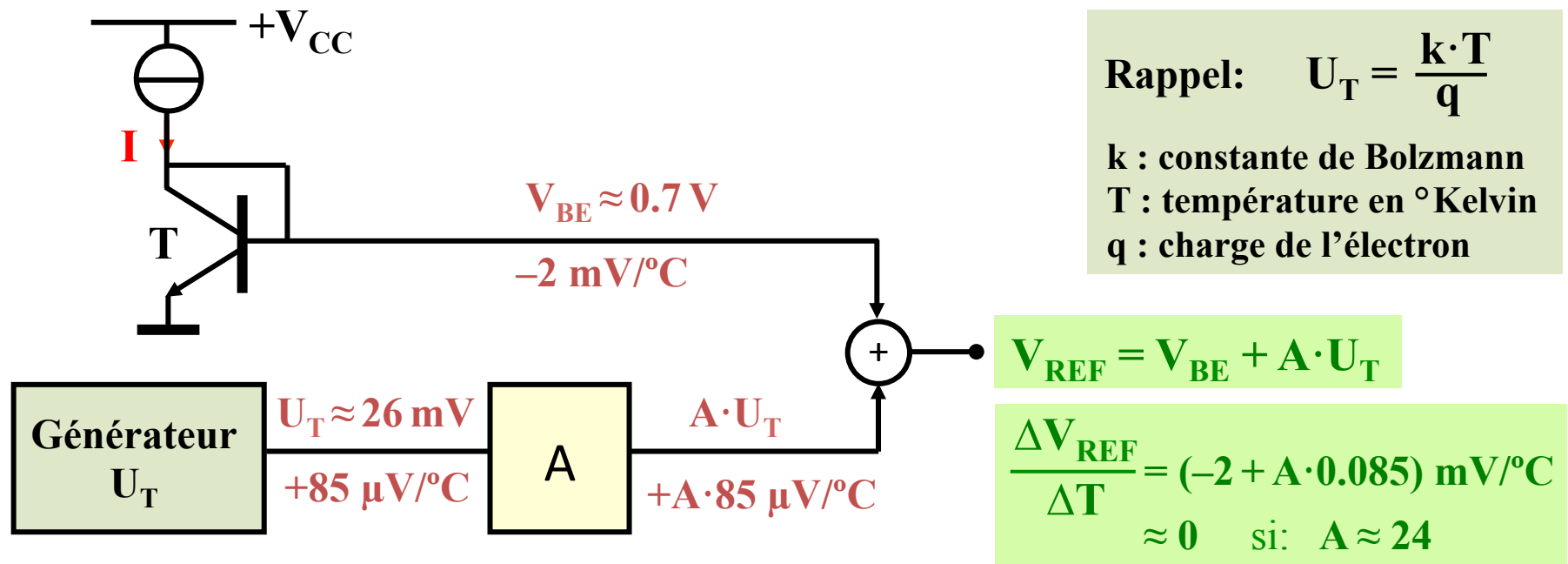
Source Motorola

## 3.1 REFERENCE DE TENSION A DIODE ZENER

- Stabilité thermique : typiquement  $\pm 50$  ppm/°C
- Bruit lié à l'effet d'avalanche de la Zener
- Tension minimum d'alimentation supérieure à  $V_Z$  et consommation de courant relativement importante :
  - pas adaptée à des applications "Low Voltage" ou "Low Power"
- Problèmes de compatibilité entre une diode Zener de qualité et les technologies standards des circuits intégrés

## 3.2 REFERENCE DE TENSION "BAND-GAP"

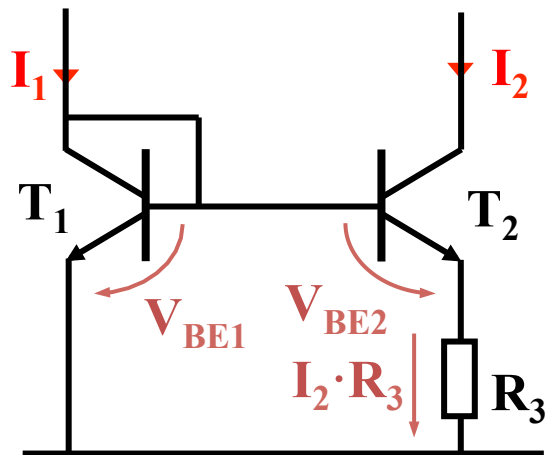
On compense le coefficient de température négatif de  $V_{BE}$  ( $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) par celui positif du potentiel thermodynamique  $U_T$  ( $k/q = +85 \text{ } \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )



On parle de référence "Band-Gap" parce que la tension ainsi obtenue (environ 1.23 V) est très proche de la tension de Band-Gap du Silicium.

## 3.2 REFERENCE DE TENSION "BAND-GAP"

Le principe repose sur la source de courant de WIDLAR



$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_2 \cdot R_3$$

$$U_T \cdot \ln\left(\frac{I_1}{I_{S1}}\right) = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_2}{I_{S2}}\right) + I_2 \cdot R_3$$

Si les 2 transistors sont identiques:

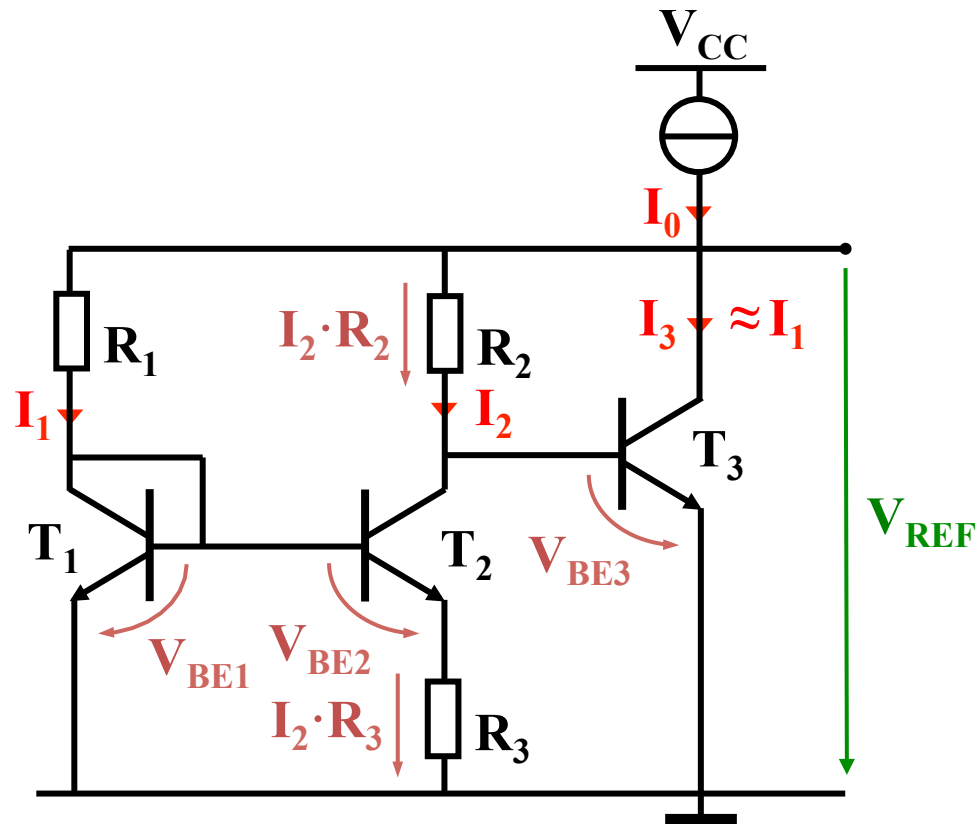
$$\Delta V_{BE} = U_T \cdot \ln(I_1/I_2) = I_2 \cdot R_3$$



$$U_T = \frac{I_2 \cdot R_3}{\ln(I_1/I_2)}$$

## 3.2 REFERENCE DE TENSION "BAND-GAP"

### REFERENCE "BAND-GAP" SIMPLE



$$U_T = \frac{I_2 \cdot R_3}{\ln(I_1/I_2)}$$

$$\text{si: } V_{BE1} = V_{BE3}$$

$$I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2 \Rightarrow \frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

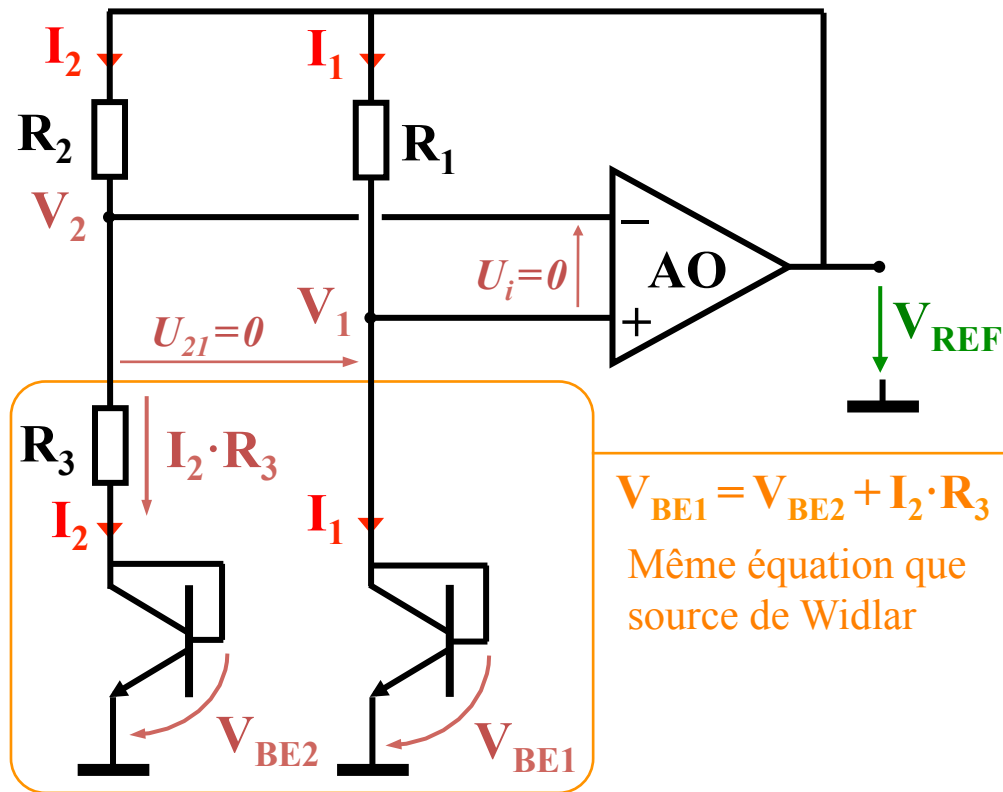
$$V_{REF} = V_{BE3} + I_2 \cdot R_2$$

$$V_{REF} = V_{BE3} + I_2 \cdot R_3 \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

$$V_{REF} = V_{BE3} + \underbrace{U_T \cdot \frac{R_2}{R_3} \cdot \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}_A$$

## 3.2 REFERENCE DE TENSION "BAND-GAP"

### REFERENCE "BAND-GAP" AMELIOREE



AO en réaction globalement négative:

$$U_i = 0 \Rightarrow V_1 = V_2$$

$$I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2 \Rightarrow \frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$U_T = \frac{I_2 \cdot R_3}{\ln(I_1/I_2)}$$

$V_{BE1} = V_{BE2} + I_2 \cdot R_3$   
Même équation que  
source de Widlar

$$V_{REF} = V_{BE1} + I_1 \cdot R_1 = V_{BE1} + I_2 \cdot R_2$$

$$V_{REF} = V_{BE1} + I_2 \cdot R_3 \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

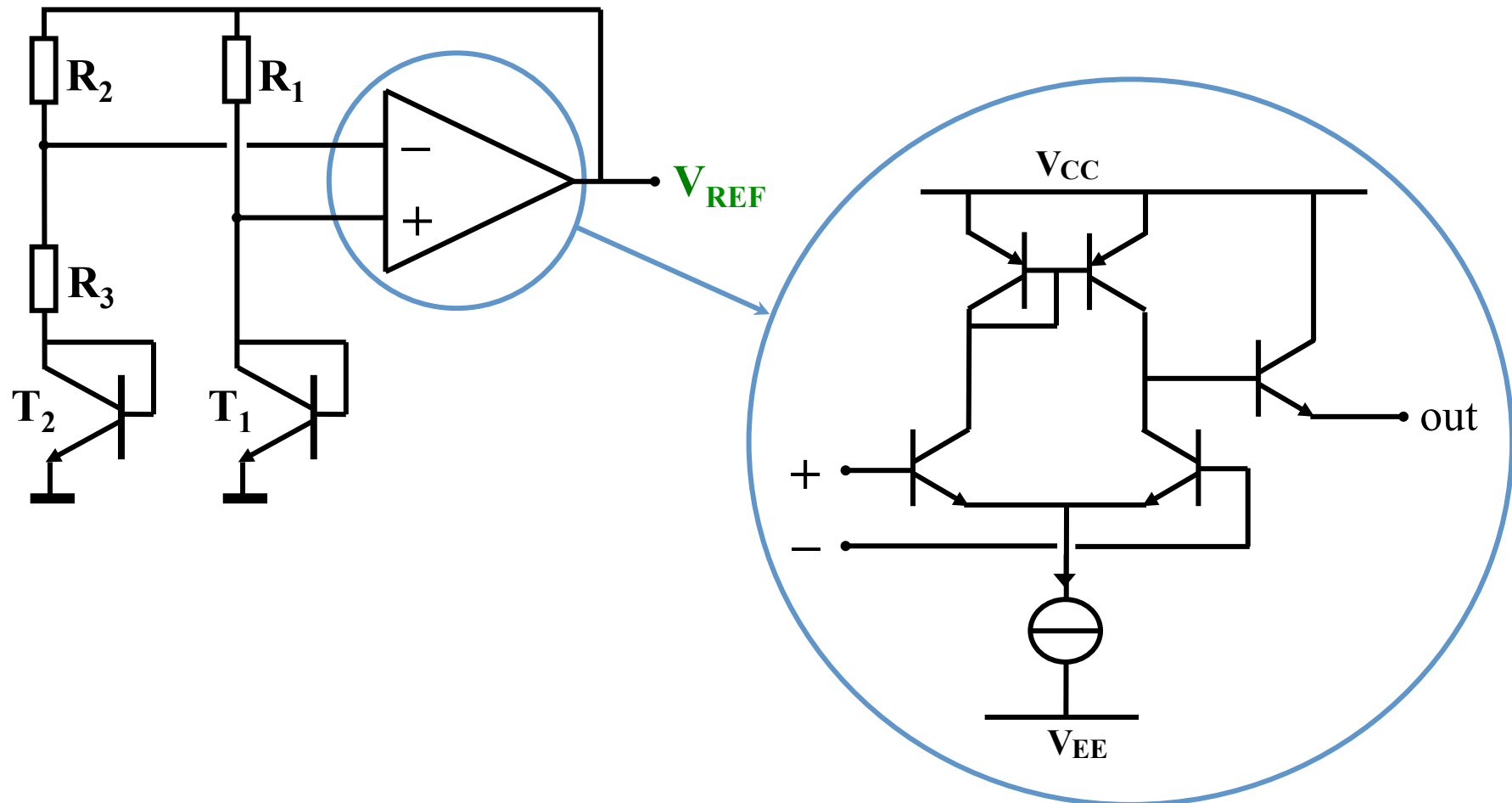
$$V_{REF} = V_{BE1} + U_T \cdot \frac{R_2}{R_3} \cdot \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

A



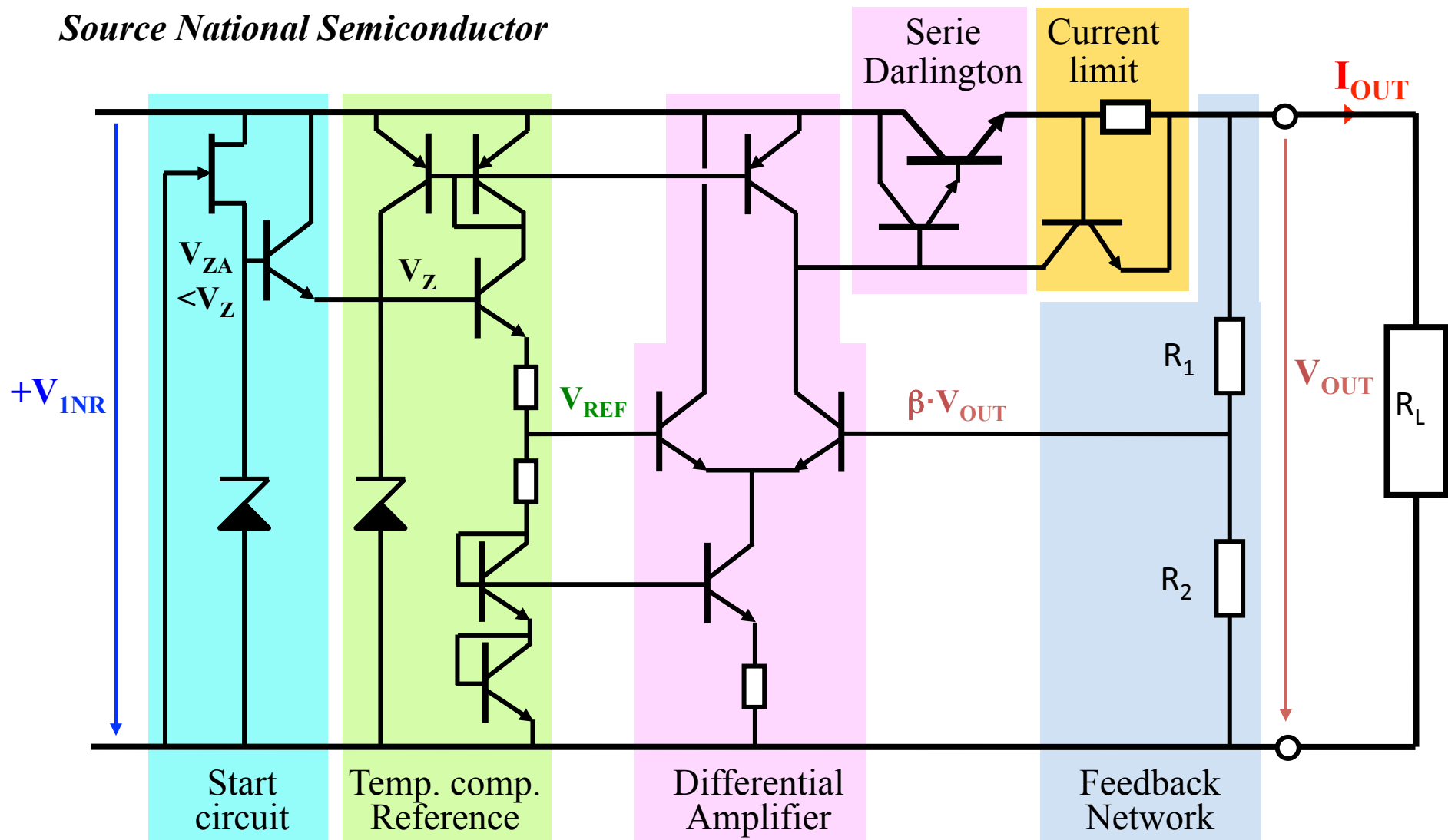
## 3.2 REFERENCE DE TENSION "BAND-GAP"

### REFERENCE "BAND-GAP" AMELIOREE



# 4. SCHEMA SIMPLIFIE DU LM140L

Source National Semiconductor



## 4. SCHEMA SIMPLIFIE DU $\mu A78LXX$

Source *TEXAS INSTRUMENTS*

