

## 2. Fonction Amplification

### 2.1 Généralités sur l'amplification

#### 2.1.1 Introduction

L'utilisation d'un amplificateur de tension dans une chaîne électronique est une opération quasiment inévitable, ceci afin de traiter le signal dans les meilleures conditions possibles. Les tubes à vide (figure 2.1.1), les transistors (figure 2.1.2) ont été des éléments discrets permettant de réaliser cette opération. Maintenant, cette fonction en faible puissance, et ceci dans une large gamme de fréquences (du continu à plusieurs dizaines de MHz) est réalisée avec des amplificateurs opérationnels (circuits intégrés). Ces composants ont bénéficié des progrès gigantesques réalisés ces dernières décennies dans le domaine de l'intégration, comme le montre l'exemple du processeur présenté dans la figure 2.1.3 qui intègre sur une surface d'un centimètre carré un demi million de transistors. En regardant les photographies des premiers transistors (figure 2.1.4) et circuits intégrés (figure 2.1.5), on mesure le chemin parcouru en à peine un demi siècle.

Ce type de composant intégré, qui doit son nom à ses premières applications, est né des souhaits des utilisateurs des composants discrets. Ces utilisateurs ont demandé aux fabricants de puces de réaliser un amplificateur leur permettant d'utiliser les propriétés de la contre réaction. Bien entendu leurs souhaits n'ont pas été totalement exaucés. Cependant leurs caractéristiques très performantes permettent de les considérer comme idéal, à savoir :

- amplification différentielle ;



**FIGURE 2.1.1** – Tube à vide de type EL84, fabriqués en Russie, et Slovaquie. (1er en 1906 par Lee De Forest) (<http://commons.wikimedia.org/wiki/File:EL84.JPG?uselang=fr>).

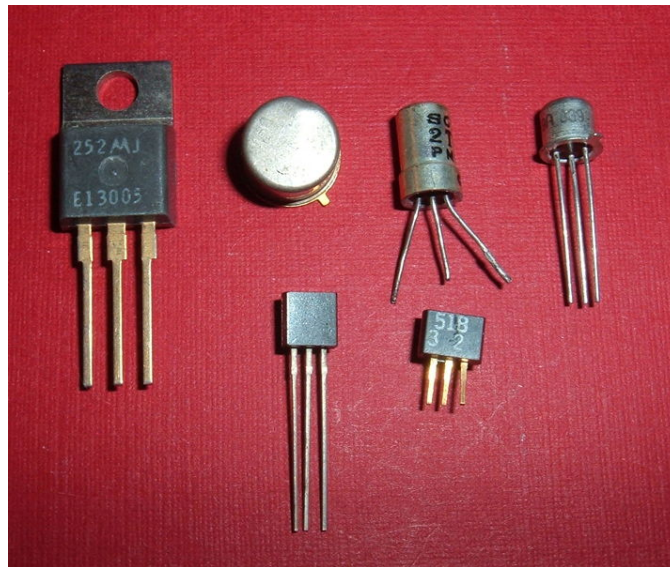


FIGURE 2.1.2 – Différents modèles de transistor (<http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Transistors.agr.jpg?uselang=fr>).

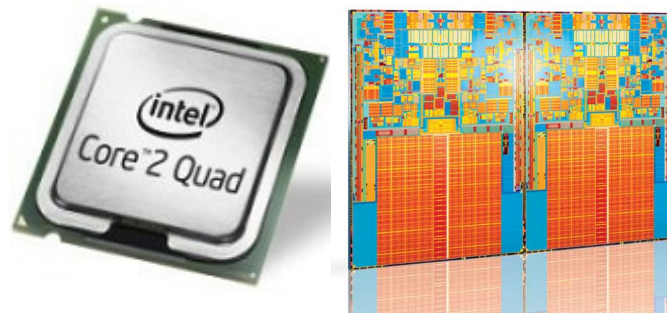


FIGURE 2.1.3 – Core 2 Quad : 582 millions de transistors.

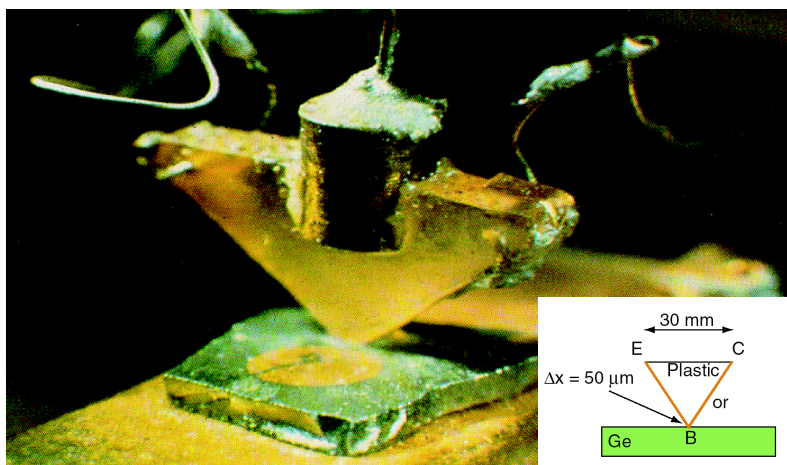
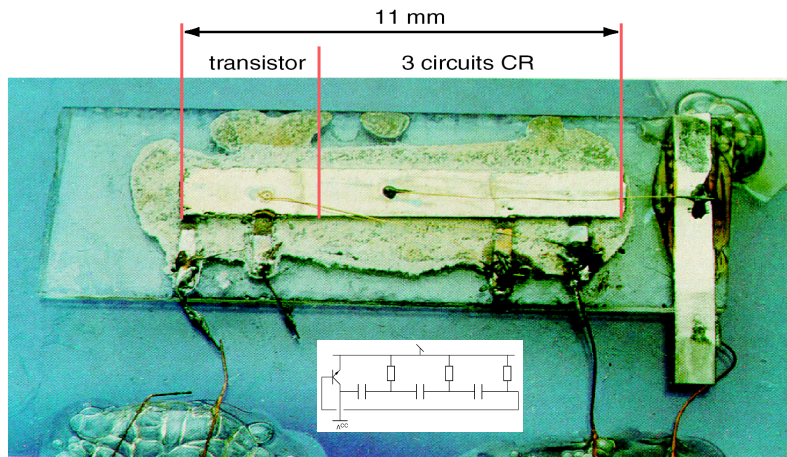


FIGURE 2.1.4 – Premier transistor datant de 1947. Il a été réalisé par John Bardeen, William Schokley et Walter Brattain – Prix Nobel de Physique en 1956 : Pour leurs recherches sur les semiconducteurs et leur découverte de l'effet transistor (State of the Art, A Photographic History of the Integrated Circuit Stan Augarten, Ticknor and Fields, 1983).



**FIGURE 2.1.5** – Premier circuit intégré datant de 1958. Il a été réalisé par Jack Kilby (Texas Instrument) – Prix Nobel de Physique en 2000 : "Développement d'hétérostructures semi-conductrices pour l'électronique rapide et l'optoélectronique" (<http://www.mainbyte.com/ti99/history/history.html>).

- gain en tension  $A_0$  infini (très grande);
- impédance d'entrée infinie (très grande);
- impédance de sortie nulle;
- bande passante grande.

Associé à un circuit de contre réaction il permet d'obtenir les fonctions souhaitées.

### 2.1.2 Caractéristiques d'un amplificateur idéal et réel

Les principales caractéristiques d'un amplificateur sont les suivantes :

- le gain;
- les impédances d'entrée et de sortie;
- la bande passante;
- le facteur et la température de bruit;
- les distorsions;
- le rendement;
- la dynamique.

#### Représentation quadripolaire d'un amplificateur

Un amplificateur est un quadripôle (en régime linéaire) dont le schéma équivalent est donné sur la figure 2.1.6. Sur ce schéma les paramètres suivants sont définis :

- le gain en tension  $G = \frac{V_s}{V_e}$ , ou en échelle logarithmique  $G_{dB} = 20 \log_{10}(G)$ ;
- l'impédance d'entrée  $Z_e = \frac{V_e}{i_s} |_{i_s=0}$ ;
- l'impédance de sortie  $Z_s = \frac{V_s}{i_s} |_{V_e=0}$ .

Un amplificateur idéal est un amplificateur qui ne perturbe pas le signal à amplifier et dont le signal de sortie n'est pas perturbé par la charge. En d'autres termes, un amplificateur idéal est défini par :

- une impédance d'entrée  $R_e$  infinie;
- une impédance de sortie  $R_s$  nulle.

De plus, son gain  $G_{vo}$  doit être constant dans toute la plage de fréquence de fonctionnement. En réalité, un amplificateur est caractérisé par une impédance d'entrée non infinie et une résistance de sortie non nulle.

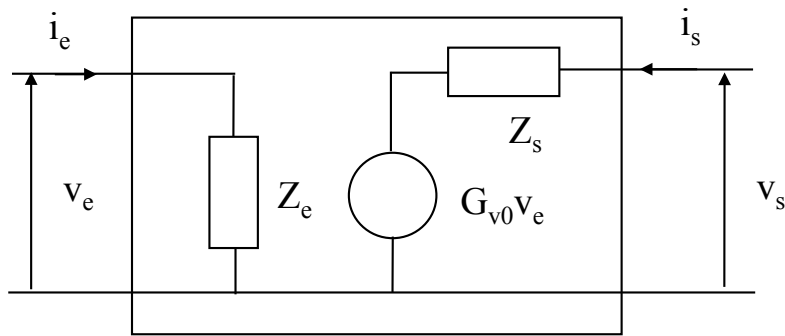


FIGURE 2.1.6 – Représentation quadripolaire d'un amplificateur.

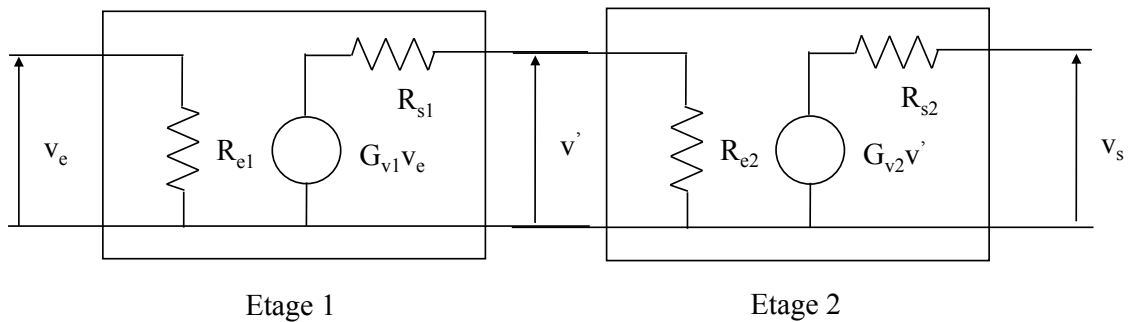


FIGURE 2.1.7 – Association en cascade de deux étages d'amplification.

D'un point de vue pratique, on admet afin de pouvoir concevoir un système qu'il n'est pas perturbé ou qu'il ne perturbe pas le reste du montage si :

$$R_e \leq 10R_i \quad (2.1.1)$$

$$R_s \geq \frac{R_c}{10}, \quad (2.1.2)$$

où  $R_i$  et  $R_c$  sont respectivement les impédances du générateur d'entrée et de la charge du montage. C'est une approche bien connue en électronique. Elle permet de faire des calculs approchés avec une grande facilité. Elle se justifie pleinement si l'on tient compte des tolérances des composants et des dispersions de caractéristiques des composants actifs.

Un amplificateur est généralement composé de plusieurs étages en cascade comme l'indique la figure 2.1.7. Les différents étages sont caractérisés par leurs impédances d'entrée et de sortie, ainsi que leur gain. L'amplificateur équivalent a les caractéristiques suivantes :

- une impédance d'entrée  $R_e = R_{e1}$  ;
- une impédance de sortie  $R_s = R_{s2}$  ;
- un gain de tension à vide :  $G_v = G_{v1} \cdot G_{v2} \cdot Att_{12}$  ;

où  $Att_{12} = \frac{R_{e2}}{R_{s1} + R_{e2}}$ . L'atténuation  $Att_{12}$  est due à la présence du diviseur de tension constitué par la résistance de sortie de l'amplificateur 1 et de l'impédance d'entrée de l'amplificateur 2. Il s'en suit que l'influence de l'étage de sortie sur la fonction réalisée par le premier étage pourra être négligée ( $Att_{12} = 1$ ) si son impédance d'entrée  $R_{e2}$  est très grande devant l'impédance de sortie  $R_{s1}$  du premier étage. Ainsi, pour faciliter la réalisation d'un système électronique complexe, chaque étage le constituant et réalisant une fonction fondamentale (amplification, filtrage...) devra présenter une impédance d'entrée la plus grande possible et une impédance de sortie la plus faible possible. Ces relations se généralisent facilement lorsque la chaîne d'amplification est constituée d'un plus grand nombre d'éléments.

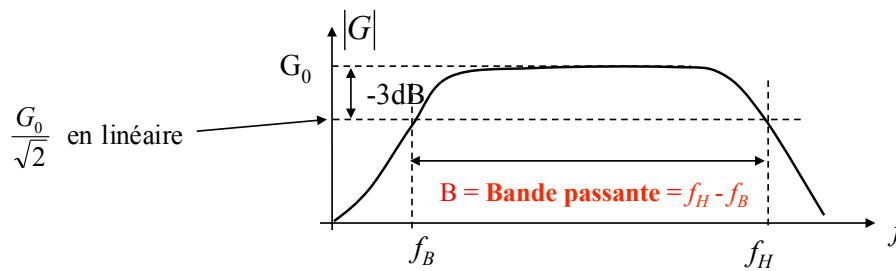


FIGURE 2.1.8 – Définition de la bande passante.

### Gain en puissance, tension et courant

On peut définir un gain en puissance comme le rapport des puissances de sortie et d'entrée :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e}, \quad (2.1.3)$$

ou en échelle logarithmique  $G_{dB} = 10 \log_{10}(G_p)$ . On notera le facteur 10 (au lieu de 20 pour les gains en tension ou en courant), qui permet de rendre homogène les différentes notions de gain lorsque l'on utilise une échelle logarithmique. On peut aussi définir un gain en courant comme le rapport des courants de sortie et d'entrée :

$$G_i = \frac{i_s}{i_e}. \quad (2.1.4)$$

Cette notion de gain en puissance est essentiellement utilisée pour les amplificateurs Hautes Fréquences (HF). Ces différentes notions de gain sont reliées les unes aux autres. En effet, la définition de la puissance nous permet d'écrire :

$$G_p = G \cdot G_i. \quad (2.1.5)$$

### La bande passante

Le gain en tension  $G$ , défini dans le paragraphe précédent, dépend généralement de la fréquence. Un amplificateur ne pourra donc être utilisé que dans une certaine bande de fréquences pour laquelle le gain sera maximum. Ainsi, on définit la bande passante à X dB comme étant la bande de fréquence comprise entre les fréquences  $f_B$  et  $f_H$  pour lesquelles le gain prend une valeur X dB inférieure à sa valeur maximale  $G_0$ . En général, on considère la bande passante à -3 dB, qui correspond en fait à la bande passante à mi-puissance, comme le montre la figure 2.1.8.

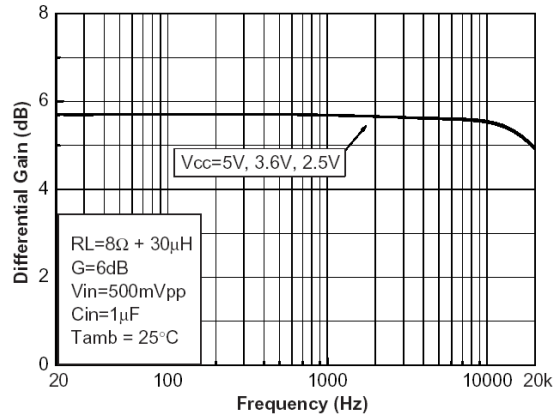
Deux exemples de réponse en fréquence, provenant des datasheets d'un amplificateur audio (TS 4962M) et d'un amplificateur radio-fréquence (RF 2492) sont présentés sur les figures 2.1.9 et 2.1.10 respectivement.

### Le facteur et la température de bruit

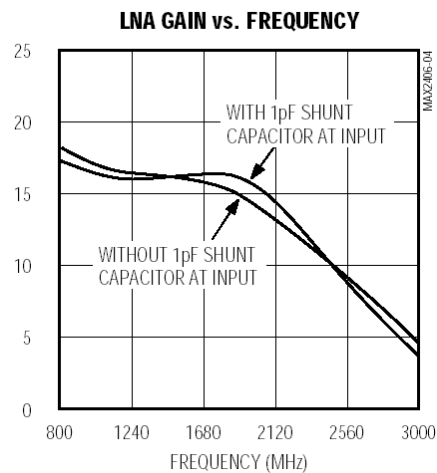
Une dernière caractéristique importante lors du choix d'un amplificateur, et tout particulièrement, comme nous allons le voir, dans les récepteurs radio-fréquences, est le facteur de bruit (ou température de bruit). Cette caractéristique traduit la sensibilité du composant aux sources de bruit internes ou externes.

L'agitation thermique provoque l'apparition aux bornes d'une résistance  $R$  d'un bruit blanc, *i.e.* un bruit dont la densité spectrale de puissance est constante, que l'on nomme bruit de Johnson - Nyquist. On peut montrer que la puissance de ce bruit thermique est donnée par :

$$P_{bruit} = k_B T B, \quad (2.1.6)$$



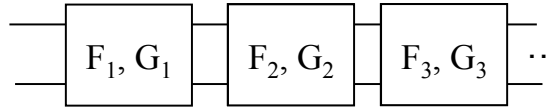
**FIGURE 2.1.9** – Gain en fonction de la fréquence pour un amplificateur audio TS4962M (<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00070055.pdf>).



**FIGURE 2.1.10** – Gain en fonction de la fréquence pour un amplificateur faible bruit d'un récepteur GSM/DCS RF2492 (<http://www.datasheetcatalog.com/datasheets-pdf/R/F/2/4/RF2492.shtml>).

**TABLE 2.1.1** – Correspondance entre le facteur de bruit  $F$  et la température de bruit  $T_{\text{bruit}}$ .

$F$ pour $T=290^\circ\text{K}$	$T_{\text{bruit}}$
0,1 dB	$7^\circ\text{K}$
0,5 dB	$36,6^\circ\text{K}$
1 dB	$77^\circ\text{K}$
3 dB	$300^\circ\text{K}$
6 dB	$894^\circ\text{K}$
10 dB	$2700^\circ\text{K}$

**FIGURE 2.1.11** – Schéma de la mise en cascade successive d'amplificateur pour le calcul du facteur de bruit.

où  $B$  est la bande passante de l'amplificateur en Hz,  $k_B = 1,3810^{-23}\text{J/K}$  est la constante de Boltzmann, et  $T$  est la température en Kelvin. Ainsi, le bruit thermique aux bornes d'une résistance  $R$  est représenté par la variance de la tension aux bornes de la résistance :

$$\bar{v}_{\text{bruit}}^2 = 4k_B T R B. \quad (2.1.7)$$

Pour quantifier le bruit introduit par un élément d'une chaîne électronique, on définit le facteur de bruit  $F$  par :

$$F = \frac{S/N_{\text{entrée}}}{S/N_{\text{sortie}}}, \quad (2.1.8)$$

où  $S/N$  est le rapport de la puissance du signal sur celle du bruit. Le facteur de bruit correspondant à un rapport de puissance, il s'écrit en échelle logarithmique sous la forme :

$$F_{dB} = 10 \log_{10}(F). \quad (2.1.9)$$

Le facteur de bruit ne peut être que supérieur à 1, traduisant ainsi le fait que tout composant électronique rajoutera du bruit, et entrainera donc de fait une diminution du rapport signal sur bruit. Bien évidemment, cela ne reste vrai que tant que la bande de fréquence considérée reste la même pour les signaux d'entrée et de sortie. Le facteur de bruit ainsi défini est donné pour une température de référence, généralement 290 Kelvin.

Une autre caractéristique du bruit, qui est elle indépendante de toute température de référence, est la température de bruit qui est reliée au facteur de bruit par la relation :

$$T_{\text{bruit}} = (F - 1) \cdot T, \quad (2.1.10)$$

où  $T$  est une température de référence. Pour une température de référence de  $290^\circ\text{K}$  la correspondance entre le facteur de bruit  $F$  et la température de bruit  $T_{\text{bruit}}$  est donnée dans le tableau 2.1.1.

Maintenant, lorsque l'on considère un système électronique constitué d'une chaîne de quadripôle, comme sur la figure 2.1.11, on peut calculer le facteur de bruit de la chaîne complète à l'aide de la formule de Friis :

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.1.11)$$

Cette formule de Friis nous montre clairement que le facteur de bruit  $F_{\text{total}}$  d'une chaîne de quadripôle dépend fortement du première étage du système. Ainsi,  $F_{\text{total}}$  reste faible si le facteur de bruit  $F_1$  est faible et si le gain  $G_1$  est grand.

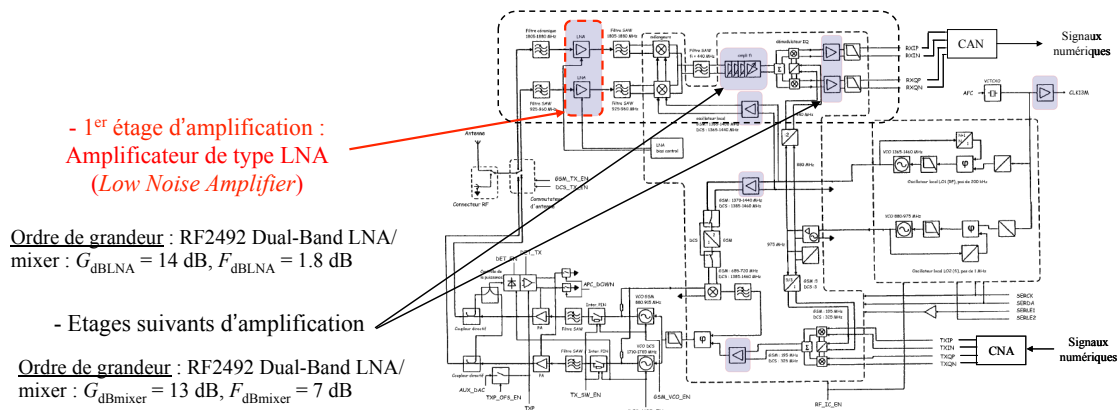


FIGURE 2.1.12 – Retour sur l'exemple du GSM : premier étage d'amplification.

Il existe une formule similaire pour les températures de bruit :

$$T_{total} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.1.12)$$

Appliquons ces formules au cas du récepteur radio-fréquence du téléphone portable présenté en introduction. Comme on peut le voir sur la figure 2.1.12 le première étage d'amplification du récepteur RF est de type LNA (*Low Noise Amplifier*), c'est-à-dire un amplificateur faible bruit.

Regardons les caractéristiques techniques du RF2492, qui est un composant réalisant simultanément le première étage d'amplification et le mélange de fréquence sur les deux bandes de fréquence GSM et DCS (Cf le chapitre de Conclusion pour quelques notions sur la norme de téléphonie mobile européenne GSM). On constate que le gain et le facteur de bruit du LNA sont de 14 dB et 1,8 dB respectivement, alors que ceux du mélangeur (deuxième étage du système) sont de 13 dB et 7 dB respectivement. Ici, la formule de Friis peut être réécrite sous la forme suivante :

$$F_{rec} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots = F_{LNA} + \frac{F_{reste} - 1}{G_{LNA}}. \quad (2.1.13)$$

Donc, si le gain du LNA est suffisamment élevé, on a alors  $F_{rec} = F_{LNA}$ . Pour le composant considéré, le RF2492, on obtient un facteur de bruit  $F_{rec} = 2,2 \text{ dB}$ , proche de celui du LNA pour un gain total de 27 dB. Ainsi, le système possède un facteur de bruit relativement faible, point qui est très important du fait des faibles niveaux d'amplitude des signaux reçus en téléphonie mobile, même si le mélangeur possède vis à vis du bruit des caractéristiques relativement médiocres.

Bien qu'étant le plus important pour la grande majorité des composants, le bruit thermique n'est pas le seul bruit présent en électronique. On peut citer le bruit de grenaille (*shot noise*), le bruit de flicker en  $1/f$  (bruit rose), le bruit en créneaux, le bruit d'avalanche, comme exemples d'autres types de bruit.

### 2.1.3 Caractéristiques des amplificateurs de puissance

#### Introduction

La fonction amplification est une fonction qui figure parmi les plus importantes en électronique. Les amplificateurs peuvent être classés en tenant compte de plusieurs critères :

- la gamme de fréquence d'utilisation ;
- la puissance de sortie ;
- le rendement ;



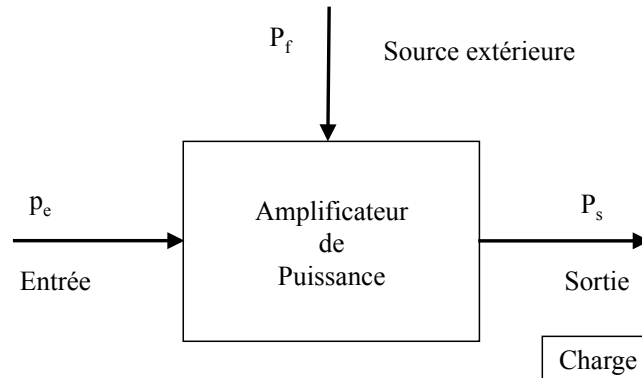


FIGURE 2.1.13 – Schéma de principe d'un amplificateur de puissance.

- le type d'amplification ;
- le mode de fonctionnement des transistors des différents étages.

On trouve des amplificateurs de charges, de tension, et de puissance. Dans ce chapitre nous nous intéresserons aux amplificateurs de puissance, et plus particulièrement aux amplificateurs de puissance moyenne fonctionnant en basses fréquences.

La plupart des capteurs délivrent des signaux de faibles amplitudes et de faibles puissances. L'utilisation d'actionneurs de puissance nécessite l'adjonction de dispositifs amplificateurs de puissance. Les actionneurs sont très variés :

- haut parleurs ;
- moteurs ;
- transducteurs électromagnétiques ou piézoélectriques ;
- résistances.

La plupart des amplificateurs de puissance sont réalisés en deux parties :

- un étage amplificateur de tension fonctionnant en régime linéaire ;
- un étage amplificateur de puissance fonctionnant en régime non linéaire.

De cette architecture découlent quelques conséquences :

- d'une part le fonctionnement en grands signaux rend mal adapté l'utilisation des paramètres hybrides des transistors qui correspondent à de petites variations autour d'un point de fonctionnement. On utilise plutôt les caractéristiques des composants et leurs schémas équivalents ;
- d'autre part, les concepts de puissance et de grands signaux font apparaître deux notions essentielles, la notion de rendement et la notion de distortion.

### Rendement

Considérons le montage amplificateur excité par un signal d'entrée de puissance  $p_e$  de la figure 2.1.13. Ce montage alimenté par des sources extérieures de puissances  $P_f$  fournit sur une charge une puissance  $P_s$ .

Dans le cas d'un amplificateur de puissance on cherche généralement à accroître au maximum la puissance de sortie. Dans le cas idéal, cette puissance sera la somme des puissances en entrée et fournie par les sources. Malheureusement ce ne sera jamais le cas, comme le montre la figure 2.1.14, une partie de l'énergie fournie étant dissipée par l'amplificateur. Le rendement est défini

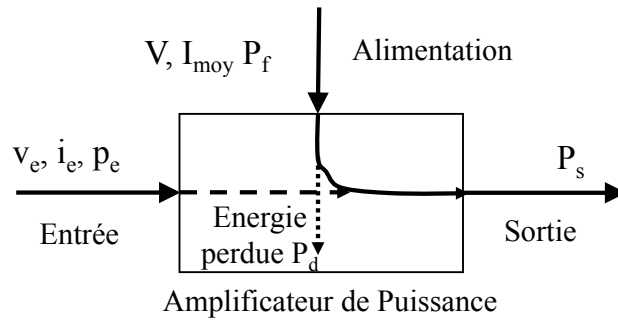


FIGURE 2.1.14 – Bilan de puissance pour un amplificateur de puissance.

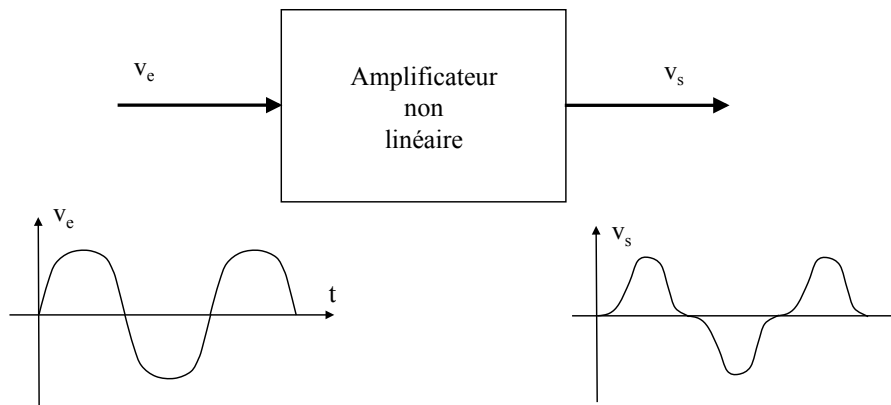


FIGURE 2.1.15 – Réponse d'un amplificateur non linéaire à un signal d'entrée sinusoïdal.

comme étant le rapport de la puissance restituée à la charge sur la somme des puissances fournies au montage :

$$\eta = \frac{P_s}{P_f + p_e}, \quad (2.1.14)$$

où  $P_f$  est la puissance fournie par les sources d'alimentation, et  $p_e$  la puissance appliquée à l'entrée. En basses fréquences, cas que nous étudierons en détails dans la suite de ce chapitre, la puissance  $p_e$  est négligeable, ce qui donne :

$$\eta = \frac{P_s}{P_f}. \quad (2.1.15)$$

### Distorsions

Lorsque l'on augmente la puissance en sortie d'un amplificateur le signal de sortie tend à se déformer. L'altération d'un signal lors d'un traitement électronique s'appelle **distorsion**. Dans un amplificateur, on rencontre plusieurs types de distorsions :

- distorsions de non linéarités : elles entraînent des déformations du signal transmis. Elles sont dues le plus souvent aux non linéarités des composants électroniques lorsque ceux-ci travaillent en forts signaux. On distingue la distorsion harmonique et la distorsion d'intermodulation ;
- distorsions liées à la variation du gain : le signal de sortie a une amplitude qui dépend de la fréquence ;
- distorsions de phase : le déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée dépend de la fréquence.

On ne s'intéressera dans la suite de ce paragraphe qu'aux distorsions de non linéarités. On considère donc un amplificateur non linéaire. Pour un signal d'entrée  $V_e$  variable, le gain en tension n'est pas

constant, ce qui se traduit par une fonction de transfert non linéaire. Le signal de sortie  $V_s$  n'est alors plus une simple copie amplifiée du signal d'entrée, mais présente des distorsions, comme le montre la figure 2.1.15. Ces distorsions sont définies à partir de la décomposition en série de Fourier du signal de sortie. Pour un signal  $f(t)$  de pulsation  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ , on obtient :

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega_0 t, \quad (2.1.16)$$

avec

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt, \quad (2.1.17)$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega_0 t dt. \quad (2.1.18)$$

Une excitation sinusoïdale mise en entrée d'un tel amplificateur génère des fréquences harmoniques ayant des amplitudes fonction du type de déformations.

Pour simplifier la comparaison de différents amplificateurs, la distorsion peut être définie comme étant le rapport entre la valeur efficace des harmoniques de rang supérieur à 1 et la valeur efficace du fondamental :

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1}, \quad (2.1.19)$$

avec suivant la parité :

$$A_n = \frac{a_n}{\sqrt{2}} \text{ ou } A_n = \frac{b_n}{\sqrt{2}}, \quad (2.1.20)$$

représentant la valeur efficace de l'harmonique de rang  $n$ .

#### Ordre de grandeur :

Si on consulte les datasheets d'un amplificateur audio TDA 1521 de 2 x 12 W de puissance, il est indiqué que le taux de distorsion harmonique est de 0,15%. Dans le cas du PBL 403 05, un amplificateur dans la bande GSM, il est noté que les niveaux des harmoniques 2 et 3 sont respectivement -7 dBm et -27 dBm, soit 41,7 ou 61,7 dB en dessous de la fréquence fondamentale, sachant que dans la bande de fréquence comprise entre 935 et 960 MHz la puissance maximale fournie est de 34,7 dBm.

Une autre approche consiste à utiliser la formule de Taylor pour obtenir une approximation polynomiale de l'expression de  $V_s$  en fonction de  $V_e$  :

$$V_s = a_1 V_e + a_2 V_e^2 + a_3 V_e^3 + \dots \quad (2.1.21)$$

Si on considère un amplificateur non linéaire dont la fonction de transfert est représentée sur la figure 2.1.16, il apparaît clairement que les valeurs des  $a_i$  dépendent de l'endroit (point de repos) où l'on fait le développement.

Pour un signal sinusoïdal on obtient en utilisant le développement à l'ordre 2 :

$$V_s = a_1 V_e + a_2 V_e^2 \quad (2.1.22)$$

$$= a_1 E \sin \omega_0 t + a_2 E^2 \sin^2 \omega_0 t \quad (2.1.23)$$

$$= a_1 E \sin \omega_0 t + \frac{a_2 E^2}{2} - \frac{a_2 E^2}{2} \cos 2\omega_0 t \quad (2.1.24)$$

La distorsion génère la présence d'une composante continue et d'une fréquence harmonique de rang 2. Un calcul plus complet, prenant en compte un ordre plus élevé du développement, montre l'apparition des fréquences harmoniques plus élevées.

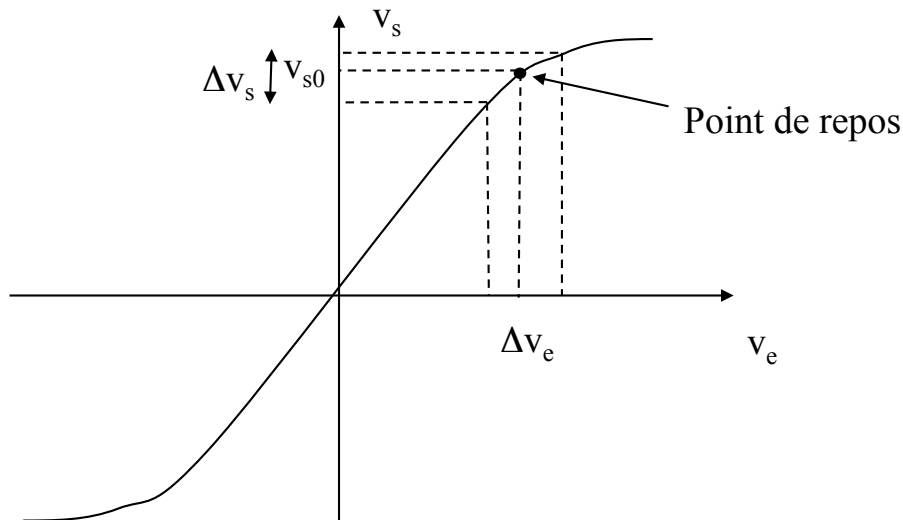


FIGURE 2.1.16 – Fonction de transfert d'un amplificateur non linéaire.

Si maintenant on considère un signal d'entrée composé de deux signaux sinusoïdaux  $V_1$  et  $V_2$  de fréquence  $f_1$  et  $f_2$ , on obtient à l'ordre 2 :

$$V_s = a_1 (V_{e1} + V_{e2}) + a_2 (V_{e1} + V_{e2})^2 \quad (2.1.25)$$

$$= a_1 V_{e1} + a_1 V_{e2} + a_2 V_{e1}^2 + a_2 V_{e2}^2 + 2a_2 V_{e1} V_{e2}. \quad (2.1.26)$$

Les termes  $a_1 V_{e1}$  et  $a_2 V_{e1}^2$  génèrent les fréquences  $f_1$  et  $2f_1$ . Il en est de même pour les termes homologues en  $V_{e2}$  qui génèrent les fréquences  $f_2$  et  $2f_2$ . Quant aux termes croisés  $2a_2 V_{e1} V_{e2}$  ils créent les fréquences somme et différence  $f_1 \pm f_2$ . C'est la distorsion d'intermodulation.

### Dynamique

Lorsque l'on utilise un amplificateur, on souhaite que le signal de sortie soit simplement une réplique du signal d'entrée, mais avec une amplitude plus grande. On a vu dans le paragraphe précédent que lorsque le signal d'entrée a une amplitude trop grande, le signal de sortie subit des distorsions. D'un autre côté, à très faible amplitude, le signal de sortie sera perturbé par la présence du bruit généré par l'amplificateur.

Le rapport entre les tensions de sortie maximale et minimale pour lesquelles le fonctionnement de l'amplificateur est linéaire est appelé **dynamique**, comme l'indique la figure 2.1.17. Cette grandeur est généralement exprimée en échelle logarithmique, *i.e.* en dB.

### Ordre de grandeur :

Si on consulte les datasheets d'un amplificateur audio TDA 1521 de 2 x 12 W (soit 2 x 45,8 dBm sur une résistance de  $8\Omega$ , valeur typique pour une enceinte audio) il est indiqué que la tension de bruit est (dans la bande de fréquence de 20 Hz à 20 kHz) de  $70 \mu V$  rms. La puissance de bruit correspondante est de -62 dBm. La dynamique correspondante est donc de 107,8 dB.

Dans le cas du PBL 403 05 la puissance de bruit indiquée dans la datasheet est de -90 dBm pour une bande de fréquence de 30 kHz, soit -80 dBm pour un canal GSM (environ 300 kHz). Sachant que la puissance maximale fournie est de 34,7 dBm, la dynamique de l'amplificateur est de 114,7 dB.

## 2.1.4 Contrôle automatique de gain

Dans de nombreuses applications, comme certains conditionneurs pour capteurs ou les émetteurs radiofréquences (comme ceux des téléphones mobiles), il est nécessaire de pouvoir contrôler le

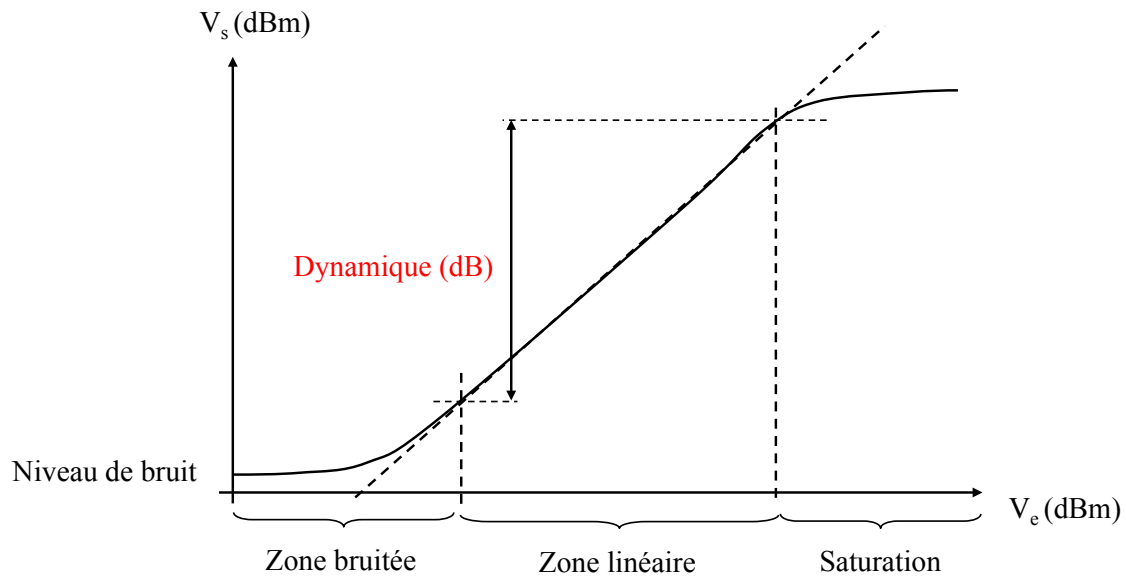


FIGURE 2.1.17 – Courbe  $V_s$  en fonction de  $V_e$  présentant la notion de dynamique d'un amplificateur.

niveau de puissance (ou d'amplitude) en sortie de l'étage d'amplification. On utilise dans ce cas un amplificateur possédant un système de **contrôle automatique de gain**.

Le principe de ces systèmes est généralement basé sur :

- une mesure de l'amplitude moyenne du signal d'entrée, en utilisant par exemple un redresseur à diode et un filtre passe-bas ;
- et l'utilisation d'un amplificateur dont le gain est contrôlable par une tension continue.

Afin d'illustrer ce principe nous allons étudier deux exemples concrets, tirés de datasheets de composants commerciaux : Le NE570 et LMV243 (combiné à l'amplificateur de puissance GSM multibande contrôlable en tension PBL 403 05).

Pour le premier, *i.e.* le NE570 (figure 2.1.18), le gain  $G$  est donné par :

$$G = \left( \frac{R_1 R_2 i_B}{2 R_3 V_{inMoy}} \right), \quad (2.1.27)$$

où  $i_B = 140\mu A$  et  $V_{inMoy}$  est la tension moyenne mesurée en entrée de l'amplificateur. Ainsi, si la tension d'entrée est multipliée par deux, alors le gain  $G$  est divisé par deux, et la tension de sortie  $V_{out} = GV_{in}$  reste inchangée. Ainsi  $V_{out}$  ne dépend pas de la tension d'entrée.

Dans le deuxième exemple, qui correspond à un composant utilisé dans les applications de téléphonie mobile GSM (voir figure 2.1.19), c'est la tension de sortie qui est mesurée pour assurer le contrôle automatique de gain. Comme le montre la figure 2.1.20, le signal de sortie est transmis, via un coupleur directionnel, à un détecteur. Le courant de sortie du détecteur  $I_{DET}$  pilote l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel, configuré en intégrateur. Une tension de référence pilote l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Finalement, la sortie de l'intégrateur pilote l'entrée de contrôle de gain de l'amplificateur de puissance. Examinons maintenant comment cela fonctionne. Supposons qu'initialement la sortie de l'amplificateur de puissance est à un certain niveau et que la tension  $V_{RAMP}$  est à 1V. Le convertisseur tension / courant va transformer cette tension en un courant  $I_{RAMP}$ . Ce courant ne peut venir que de la capacité de l'intégrateur  $C$ . Le courant s'écoulant dans cette direction augmente la tension de sortie de l'intégrateur. Cette tension, qui pilote l'amplificateur de puissance, augmente le gain de celui-ci. La tension de sortie augmente

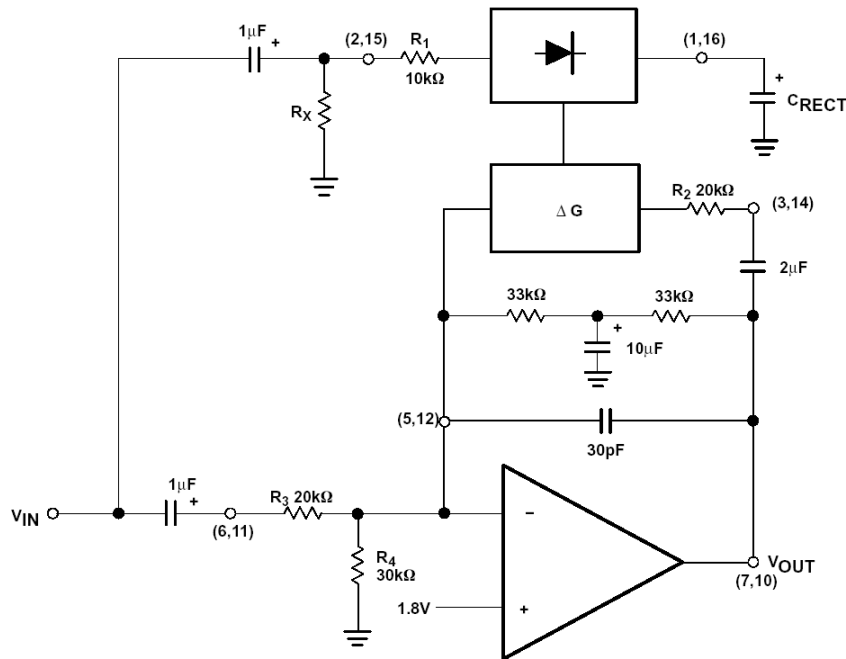


FIGURE 2.1.18 – Synoptique du fonctionnement interne d'un amplificateur NE570 possédant un système de contrôle automatique de gain ([www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8159-D.pdf](http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8159-D.pdf)).

aussi, jusqu'à ce que le courant de sortie du détecteur soit égal au courant  $I_{RAMP}$ . A ce moment là, le courant traversant la capacité de l'intégrateur tombe à zéro, stabilisant sa tension de sortie à une valeur fixe. Un exemple de signaux de contrôle du LMV243 est présenté sur la figure 2.1.21.

### 2.1.5 Classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance

Un amplificateur de puissance doit avoir un rendement le plus grand possible tout en présentant une distorsion la plus petite possible. Ces deux conditions sont difficilement conciliables.

Les transistors de puissance peuvent travailler de façons différentes. Ces modes d'utilisation sont appelés classes.

#### Classe A

Le montage élémentaire présenté sur la figure 2.1.22 sera le même pour les différents cas étudiés. Le transistor en classe A conduit en permanence, le point de repos étant tel que  $I_B \neq 0$ . De plus, le transistor conduisant en permanence, l'angle de conduction ou d'ouverture est de  $2\pi$  (une période). Les avantages de la classe A sont les suivants :

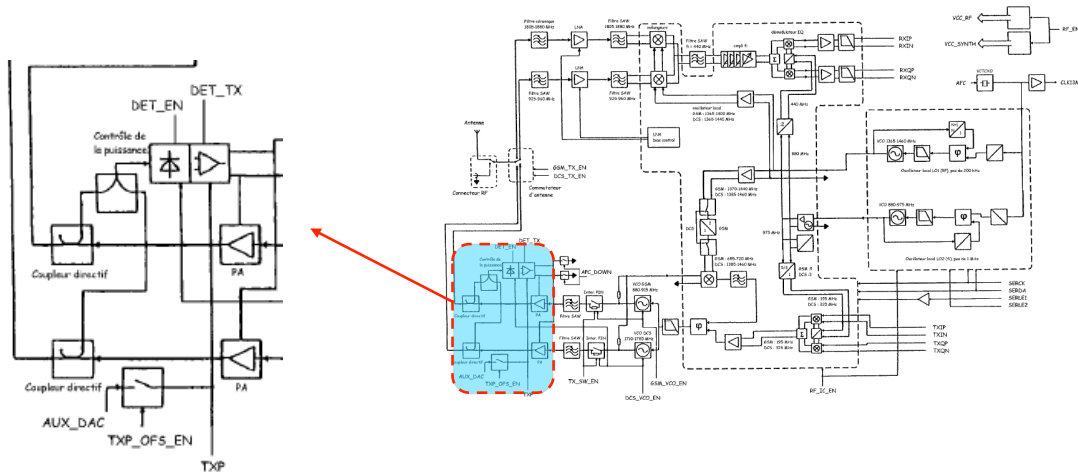
- distorsion réduite ;
- un seul transistor peut suffire.

Par contre, le rendement  $\eta$  de la classe A dépend du type de liaison avec la charge :

- pour une liaison par résistance  $\eta_{max} = 25\%$  ;
- pour une liaison par transformateur  $\eta_{max} = 50\%$ .

La classe A est utilisée pour les faibles puissances. Il existe néanmoins des amplificateurs audio-fréquences de puissance moyenne travaillant en classe A. Ils sont plus linéaires mais dissipent beaucoup d'énergie et nécessite souvent un système de refroidissement.

Lorsque l'on souhaite réaliser des amplificateurs de plus fortes puissances à l'aide de transistors il est nécessaire d'utiliser la caractéristique complète de ceux-ci (voir la figure 2.1.23 pour le cas d'un

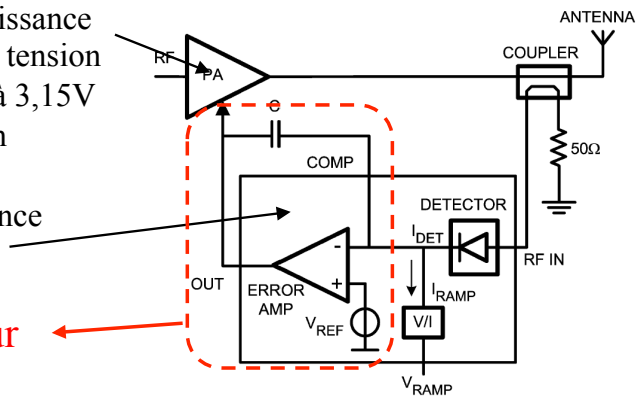


**FIGURE 2.1.19** – Etage d'amplification de puissance avec contrôle automatique de gain du GSM Sony CD5 (<http://www.ta-formation.com/cours-gsm/p-gsmmobile.pdf>).

Exemple : PBL 403 05 Ampli de puissance GSM multibande contrôlable en tension  
 Tension de contrôle  $V_{APC} = 0,5$  à  $3,15V$   
 $\rightarrow P_{out}$  varie de  $-20$  à  $+34,5$  dBm

+LMV243 Contrôleur de puissance GSM, une voie, bi-bande

Intégrateur



**FIGURE 2.1.20** – Synoptique du fonctionnement interne d'un amplificateur radio fréquence PBL 403 05 possédant un système de contrôle automatique de gain LMV243 (<http://www.ti.com/product/lmv243>).

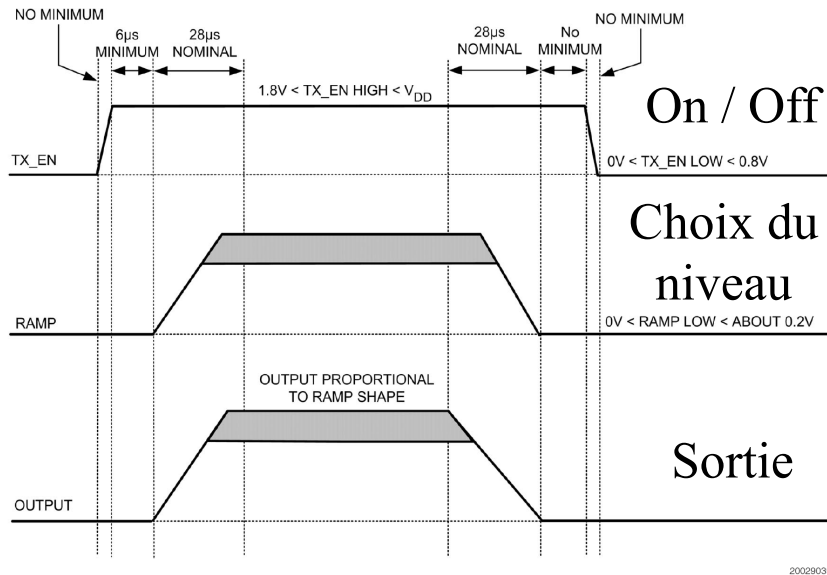


FIGURE 2.1.21 – Signaux de contrôle du LMV243 (<http://www.ti.com/product/lmv243>).

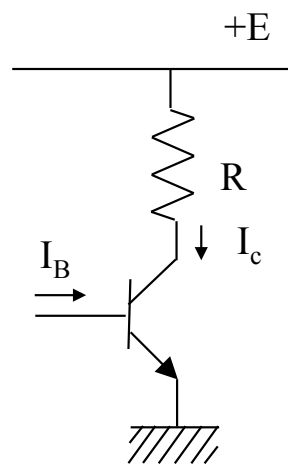


FIGURE 2.1.22 – Montage élémentaire d'un amplificateur classe A.



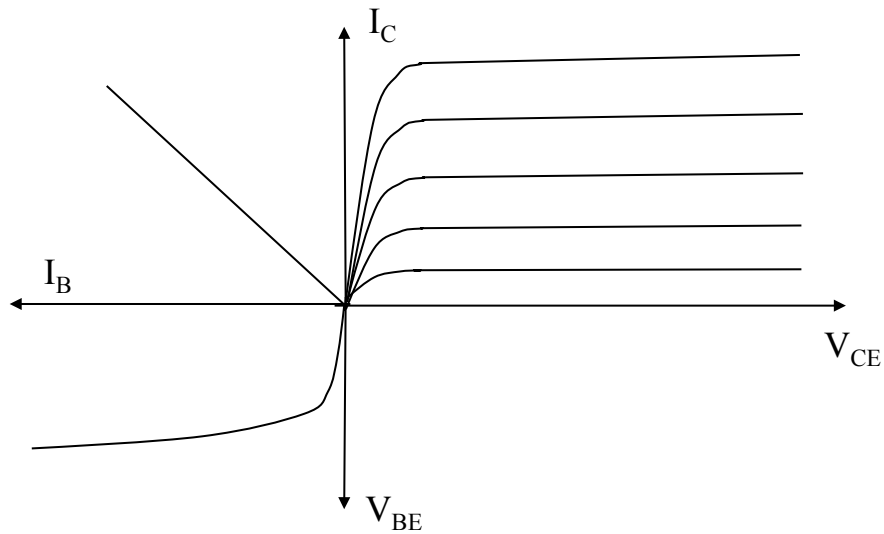


FIGURE 2.1.23 – Caractéristique d'un transistor bi-polaire.

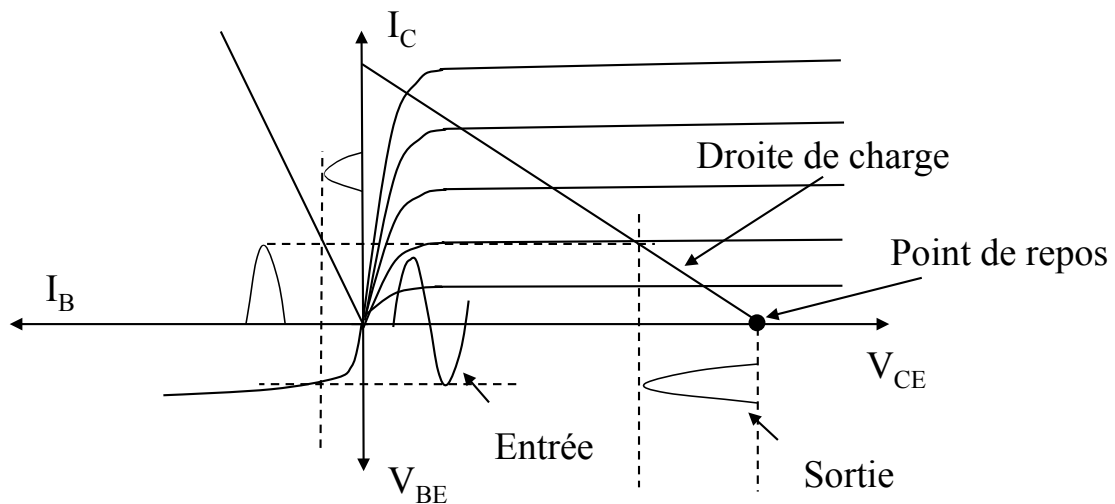


FIGURE 2.1.24 – Point de repos d'un amplificateur de type classe B.

transistor bi-polaire), et non plus les modèles petits signaux utilisant les paramètres hybrides (Cf Cours d'Introduction à la physique du solide de première année).

### Classe B

Dans le cas d'un fonctionnement en classe B, le transistor ne conduit que pour une alternance du signal d'entrée. On place le point de repos à  $I_c = 0$  afin de réduire la puissance consommée au repos, comme le montre la figure 2.1.24. Le transistor conduit pendant une demi-période. L'angle d'ouverture est égal à  $\pi$ .

Ce type de fonctionnement impose l'utilisation de deux transistors l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative. Le raccordement de ces deux alternances, s'il est mal fait, introduit de distorsions. Nous reviendrons sur ce point ultérieurement, lorsque nous étudierons en détails l'amplificateur de classe B.

Le rendement de la classe B, comme nous le verrons, atteint au maximum 78 %. La classe B est utilisée pour la moyenne puissance dans les applications suivantes :

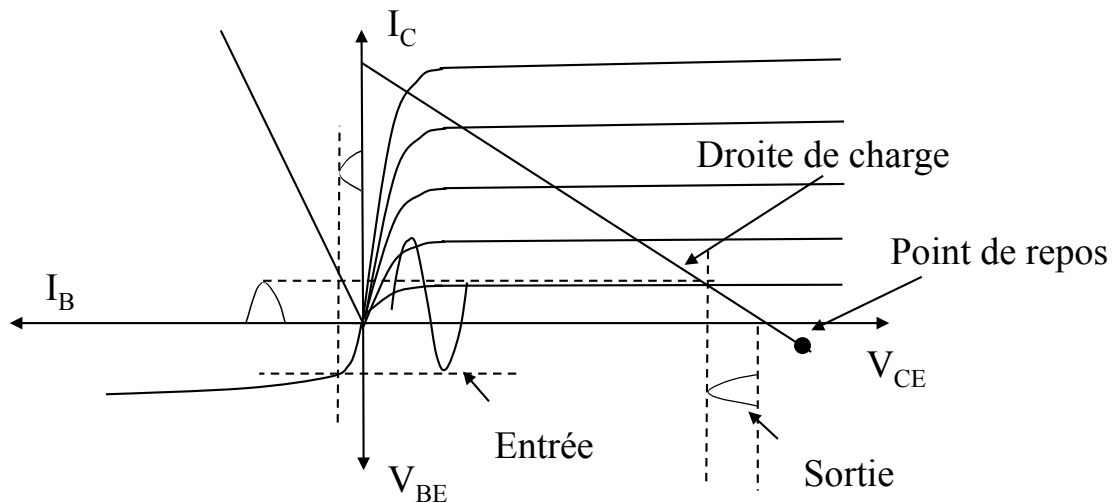


FIGURE 2.1.25 – Point de repos d'un amplificateur de type classe C.

- amplificateurs audiofréquences ;
- amplificateurs pour asservissements ;
- amplificateurs pour générateurs.

### Classe C

Dans ce mode de fonctionnement le transistor ne conduit que pendant une durée inférieure à une demi-période. Pour cela on choisit le point de fonctionnement comme l'indique la figure 2.1.25. Autrement dit, l'angle de conduction est inférieur à  $\pi$ . Ainsi, le signal de sortie ne représente qu'une calotte sinusoïdale, et présente donc un grand nombre d'harmoniques. Un filtrage est possible, mais entraîne un fonctionnement à une seule fréquence de travail.

Le rendement est compris entre 0.78 et 1, et dépend de l'angle d'ouverture. Ce type de fonctionnement est utilisé dans les émetteurs radio-fréquences qui fonctionnent généralement en bande étroite.

### Classe D

Dans les amplificateurs classe D, les éléments actifs fonctionnent comme des interrupteurs. C'est la façon la plus adaptée pour limiter les pertes : un interrupteur ouvert a une tension à ses bornes mais ne laisse pas passer le courant, un interrupteur fermé présente à ses bornes une tension nulle et laisse passer un courant. Dans les deux cas la puissance dissipée dans l'élément actif est nulle. Plusieurs solutions sont possibles pour réaliser un amplificateur de classe D. Une des plus courantes consiste en une modulation d'impulsions en durée comme le montre la figure 2.1.26. Ce signal commande un commutateur de puissance, un filtrage en sortie permet de restituer la forme du signal d'entrée. Le rendement théorique d'un tel amplificateur est de 100%.

## 2.2 Amplification en tension : amplificateur opérationnel

### 2.2.1 Définitions et propriétés

#### Symboles et notations

Nous allons étudier dans ce qui suit les montages fondamentaux à base d'amplificateurs opérationnels, très utilisés en électronique, ainsi que leurs imperfections. Les notations utilisées pour la description de l'amplificateur opérationnel tout le long de ce chapitre sont résumées sur la figure 2.2.1 :

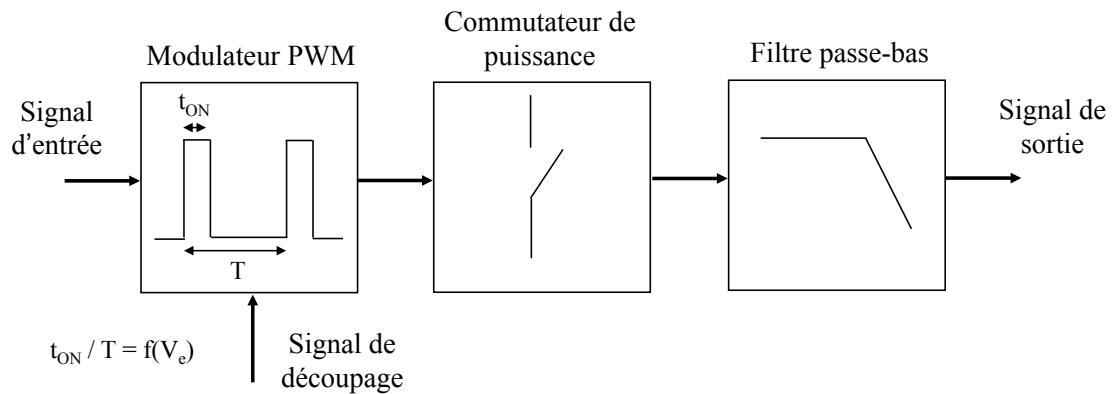


FIGURE 2.1.26 – Schéma de principe d'un amplificateur de classe D.

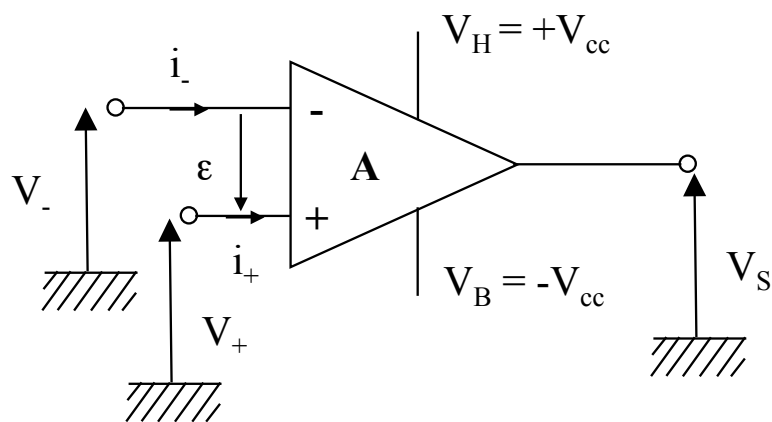


FIGURE 2.2.1 – Notations utilisées pour la description de l'amplificateur opérationnel.

- une alimentation double de 3 à 50 V souvent, mais pas nécessairement, symétrique ;
- deux entrées, une marquée + (influence non inverseuse), et l'autre marquée - (influence inverseuse) ;
- application des tensions  $v_+$  sur l'entrée + et  $v_-$  sur l'entrée - ;
- une tension d'entrée différentielle  $\epsilon = v_+ - v_-$  ;
- une sortie délivrant une tension  $v_s$  ;
- un coefficient d'amplification  $A$ .

Dans un amplificateur opérationnel utilisé dans des applications linéaires, on cherche à travailler dans la zone linéaire de la fonction de transfert représentée sur la figure 2.2.2.

### Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel parfait

Afin de simplifier les calculs, nous considérerons généralement l'amplificateur opérationnel comme étant parfait. Un tel amplificateur présente les caractéristiques suivantes :

- un gain purement différentiel ;
- un gain en tension  $A_0$  infini ;
- une impédance d'entrée infinie, impliquant des courants d'entrée nuls  $i_+ = i_- = 0$  ;
- une impédance de sortie nulle, rendant ainsi la tension  $v_s$  indépendante du courant extrait  $i_s$  ;
- une bande passante infinie.

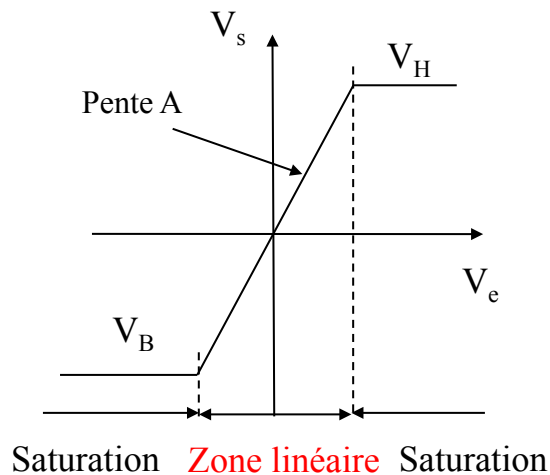


FIGURE 2.2.2 – Caractéristique de transfert de l'amplificateur opérationnel.

### Rôle de la contre réaction

Le principe de rétroaction, autrefois appelé réaction positive ou contre réaction négative, consiste à réinjecter à l'entrée du système une partie du signal de sortie. Dans la réaction positive, on réinjecte une partie du signal de sortie en phase au signal d'entrée. C'est un effet cumulatif qui est utilisé pour réaliser les fonctions de comparaison. L'amplificateur opérationnel fonctionne dans ce cas en régime non linéaire (voir paragraphe 2.3). Dans le cas de rétroaction négative, on réinjecte une partie du signal de sortie en opposition de phase avec le signal d'entrée. Ces montages ont un fonctionnement linéaire.

L'utilisation d'une boucle de contre réaction présente de nombreux avantages dont les principaux, du point de vue de l'électronique, vont être décrits maintenant.

### Avantages de la contre réaction :

Considérons le montage de la figure 2.2.3 présentant un amplificateur opérationnel, représenté par un comparateur et un amplificateur de gain  $A$ , placé dans un système avec une boucle de contre réaction de fonction de transfert  $\beta$ . D'après cette figure, on a :

$$v_s = A(v_+ - v_-) = A\varepsilon, \quad (2.2.1)$$

$$v_+ = v_e, \quad (2.2.2)$$

$$v_- = v_r, \quad (2.2.3)$$

$$v_r = \beta v_s. \quad (2.2.4)$$

En combinant ces expressions on arrive facilement à la fonction de transfert du système bouclé :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{A}{1 + \beta A}. \quad (2.2.5)$$

Lorsque le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel devient très grand alors cette fonction de transfert tend vers  $\frac{1}{\beta}$ , valeur qui est indépendante des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel. Le gain en tension ne dépend plus du circuit amplificateur, mais uniquement du réseau de contre réaction.

Sur l'exemple de la figure 2.2.4 présentant une contre réaction réalisée avec des résistances le gain du montage est  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ , et cela quelque soit l'amplificateur opérationnel utilisé.

L'utilisation d'une boucle de contre réaction dans un système électronique présente en outre les avantages suivants :

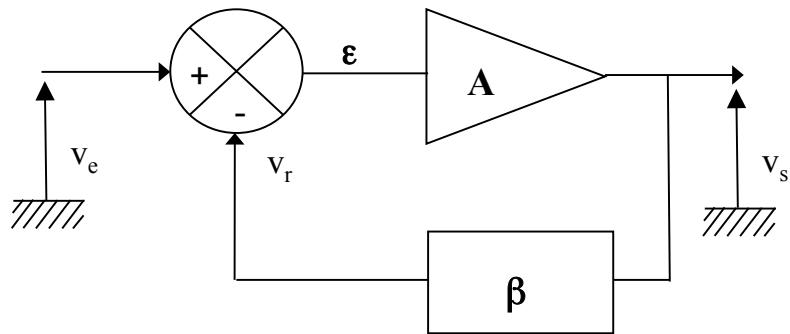


FIGURE 2.2.3 – Contre réaction tension-tension.

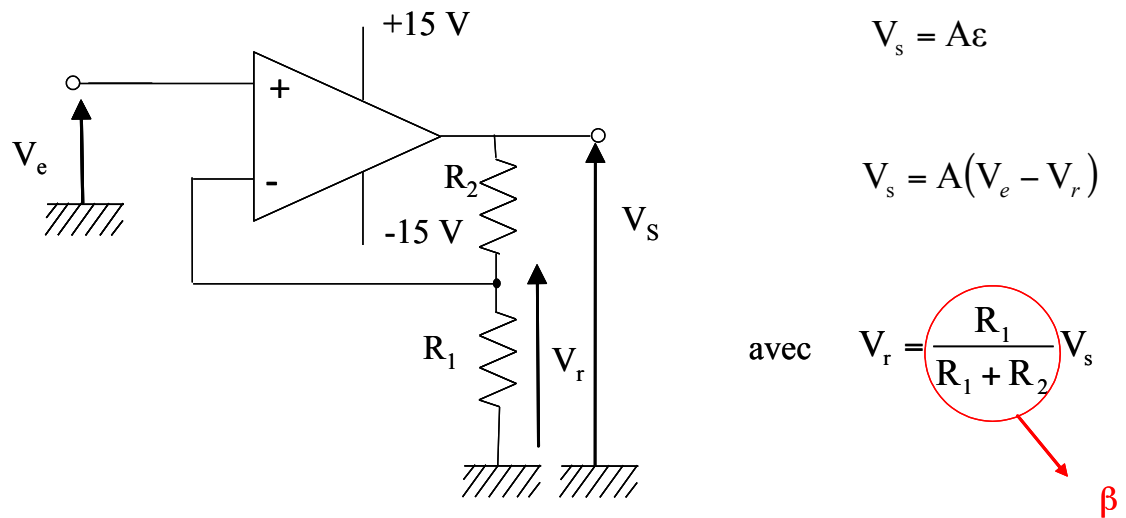


FIGURE 2.2.4 – Fonction de transfert d'un montage amplificateur non inverseur.

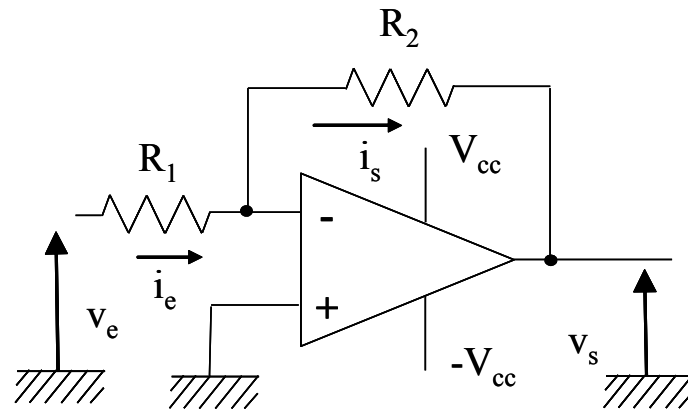


FIGURE 2.2.5 – Schéma d'un amplificateur inverseur.

- augmentation de l'impédance d'entrée, qui devient  $Z'_e = Z_e (1 + \beta A)$ ;
- diminution de l'impédance de sortie, qui devient  $Z'_s = \frac{Z_s}{1 + \beta A}$ .

Comme nous l'avons vu précédemment ces deux points sont particulièrement intéressants pour le développement de fonction électronique qui pourront facilement être interconnectées les unes aux autres sans pour autant se perturber.

### 2.2.2 Rappel : Les montages de base à amplificateur opérationnel

Nous présentons maintenant succinctement les montages à base d'amplificateur opérationnel les plus courants. Les fonctions de transfert seront données ici sans aucune démonstration. Pour plus de détails, il est possible de se reporter aux ouvrages suivants :

- P.A. Malvino et J.D. Bates, *Principes d'électronique : Cours et exercices corrigés*, 7e édition, Sciences Sup, Dunod, Paris, 2008 ;
- J.-P. Pérez, C. Lagoute, J.-Y. Fourniols, S. Bouhours, *Électronique. Fondements et applications*, 2e édition, Dunod, Paris, 2012 ;
- F. de Dieuleveult et H. Fanet, *Principes et pratique de l'électronique. Tome 1 : Calcul des circuits & fonctions*, Dunod, Paris, 1997.

#### L'amplificateur inverseur

Le schéma d'un amplificateur inverseur est présenté sur la figure 2.2.5. Pour bien comprendre le mécanisme des calculs, nous allons pour cet amplificateur tenir compte, dans une première étape, de l'impédance d'entrée  $Z_e$  et du gain  $A$  de l'amplificateur opérationnel. On peut écrire :

$$v_s = A\varepsilon, \quad (2.2.6)$$

$$\varepsilon = i_- Z_e, \quad (2.2.7)$$

$$i_e = \frac{v_e - \varepsilon}{R_1} = i_s + i_-, \quad (2.2.8)$$

$$v_e = R_1 i_e + \varepsilon, \quad (2.2.9)$$

et

$$\frac{v_s}{A} + (i_e - i_-) R_2 + v_s = 0. \quad (2.2.10)$$

Après simplification, on obtient la fonction de transfert suivante pour l'amplificateur inverseur :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A} \left( 1 + \frac{R_2(Z_e + R_1)}{R_1 Z_e} \right)}. \quad (2.2.11)$$

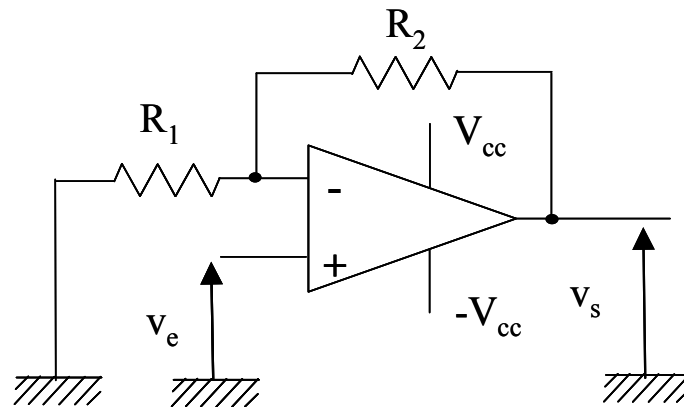


FIGURE 2.2.6 – Schéma d'un amplificateur non inverseur.

Maintenant si l'amplificateur est considéré comme idéal, tout particulièrement si  $A$  est infini, alors le gain devient simplement :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.2.12)$$

Il est à noter que ce calcul peut être simplifié dans le cas où l'on considère les amplificateurs opérationnels comme idéaux. En effet, dans ce cas le gain  $A$  est très grand. Ainsi,  $v_s$  étant proportionnel à  $v_e$ ,  $\varepsilon$  tend vers 0. De plus, si les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont convenablement choisies, le courant d'entrée  $i_-$  est négligeable. On a donc :

$$v_e = R_1 i_e, \quad (2.2.13)$$

$$v_s = -R_2 i_s, \quad (2.2.14)$$

$$i_s = i_e, \quad (2.2.15)$$

ce qui amène immédiatement :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e. \quad (2.2.16)$$

L'impédance d'entrée du montage est égale à  $R_1$  et l'impédance de sortie est pratiquement nulle. La question qui se pose maintenant est : Peut-on choisir  $R_1$  et  $R_2$  quelconques ? On ne peut choisir  $R_1$  et  $R_2$  n'importe comment. En effet,  $R_2$  ne doit être ni trop faible, ni trop élevée du fait du courant maximal que peut fournir l'amplificateur opérationnel (5 mA dans le cas d'un 741), et les tensions de décalage en entrée (voir chapitre sur les défauts de l'amplificateur opérationnel). Par exemple pour un amplificateur opérationnel de type 741 alimenté en 15V la valeur minimale de  $R_2$  est d'environ 3k $\Omega$ .

Quant à  $R_1$ , elle doit être choisie ni trop élevée du fait de l'impédance relativement faible de l'amplificateur opérationnel, ni trop faible du fait du courant fourni par le générateur branché en entrée du montage qui deviendrait trop important. Les valeurs typiques choisies sont de l'ordre du k $\Omega$  à quelques centaines de k $\Omega$ .

### L'amplificateur non inverseur

Le schéma d'un amplificateur non inverseur est présenté sur la figure 2.2.6. La fonction de transfert d'un tel amplificateur est donnée par :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.2.17)$$

L'impédance d'entrée peut être considérée comme infinie.

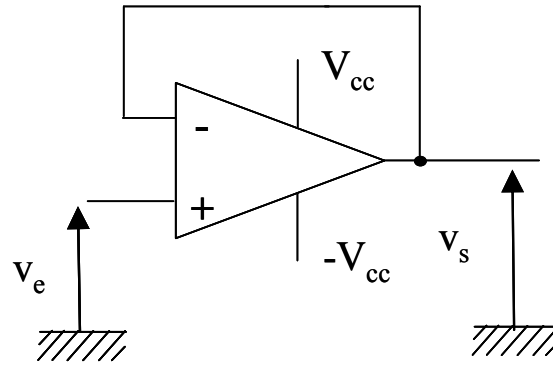


FIGURE 2.2.7 – Schéma d'un suiveur.

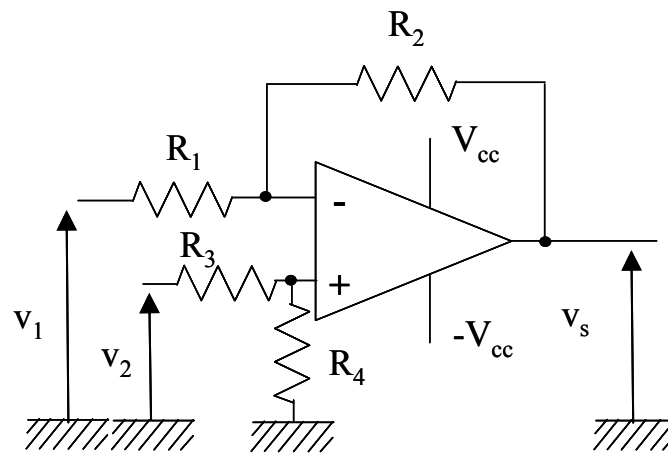


FIGURE 2.2.8 – Schéma d'un amplificateur différentiel.

### Le suiveur : adaptateur d'impédance

Le schéma d'un suiveur est présenté sur la figure 2.2.7. La fonction de transfert d'un tel amplificateur est donnée par :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = 1. \quad (2.2.18)$$

L'impédance d'entrée peut aussi être considérée comme infinie. Ce montage sert à réaliser un étage d'adaptation d'impédance entre deux étages d'un circuit électronique.

### L'amplificateur différentiel

Le schéma d'un amplificateur différentiel est présenté sur la figure 2.2.8. Afin de calculer la fonction de transfert de l'amplificateur différentiel, on applique le théorème de superposition, en éteignant successivement  $v_1$  et  $v_2$ . Il en résulte que :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_2. \quad (2.2.19)$$

Cette expression peut se mettre sous la forme :

$$v_s = A_d (v_1 - v_2) + A_{mc} \left( \frac{v_1 + v_2}{2} \right), \quad (2.2.20)$$



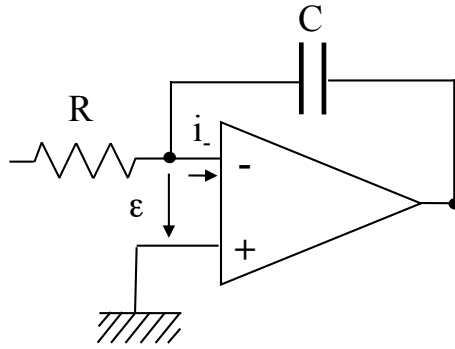


FIGURE 2.2.9 – Schéma d'un intégrateur.

avec  $A_d$  gain en mode différentiel et  $A_{mc}$  gain en mode commun :

$$A_d = -\frac{1}{2} \left( \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_3 + 2R_4}{R_3 + R_4} \right) + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right), \quad (2.2.21)$$

$$A_{mc} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right). \quad (2.2.22)$$

Ce dernier terme doit être le plus petit possible si l'on souhaite réaliser un amplificateur différentiel. Ici, pour le *neutraliser* il suffit de choisir :

$$R_1 = R_3, \quad (2.2.23)$$

et

$$R_2 = R_4. \quad (2.2.24)$$

On obtient alors :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1). \quad (2.2.25)$$

Cependant, il faut faire attention car si  $R_1 = R_3 + \Delta R$ , ou  $R_2 = R_4 + \Delta R'$ , le mode commun réapparaît.

### L'intégrateur

Le schéma d'un intégrateur est présenté sur la figure 2.2.9. La tension de sortie d'un intégrateur est donnée par :

$$v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_e dt + v_s(0). \quad (2.2.26)$$

### Le dérivateur

Le schéma d'un dérivateur est présenté sur la figure 2.2.10. La tension de sortie d'un dérivateur est donnée par :

$$v_s(t) = -RC \frac{dv_e}{dt}. \quad (2.2.27)$$

### L'opérateur logarithmique

Un montage permettant de réaliser la fonction logarithme peut être obtenu en insérant dans le montage soit une diode, soit un transistor, comme le montre la figure 2.2.11. La tension de sortie d'un tel montage est donnée par :

$$v_s = -v_T \log(v_e) + v_T \log(RI_0), \quad (2.2.28)$$

où  $I_0$  est le courant inverse base-émetteur du transistor et  $v_T = \frac{kT}{q}$  avec  $k$  la constante de Boltzman,  $T$  la température absolue et  $q$  la charge de l'électron.

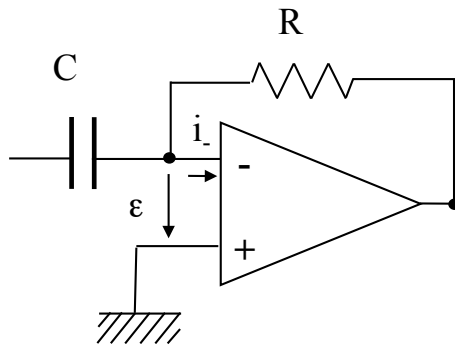


FIGURE 2.2.10 – Schéma d'un dérivateur.

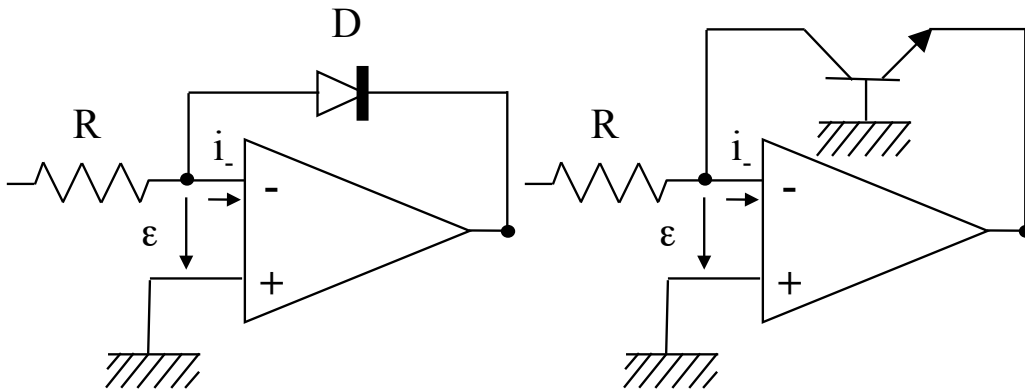


FIGURE 2.2.11 – Schéma permettant la réalisation de la fonction logarithme.

### L'opérateur exponentiel

Comme pour la fonction logarithme, un montage permettant de réaliser la fonction exponentielle peut être obtenu en insérant dans le montage une diode ou un transistor, comme le montre la figure 2.2.12. La tension de sortie d'un tel montage est donnée par :

$$v_s = -Ri = -RI_0 e^{v_e/v_T}. \quad (2.2.29)$$

### 2.2.3 Les imperfections de l'amplificateur opérationnel (Optionnel)

Bien que pour la plupart des montages on considère, en première approximation lorsque l'on réalise les calculs, que les amplificateurs opérationnels sont idéaux, il reste néanmoins important de connaître les implications de leurs caractéristiques réelles sur le comportement du circuit étudié. Nous évoquerons dans ce paragraphe deux types d'imperfections : les imperfections statiques et les imperfections dynamiques.

#### Les imperfections statiques

Les imperfections statiques de l'amplificateur opérationnel seront introduites comme des composants supplémentaires venant se greffer autour d'un amplificateur opérationnel idéal.

#### Courants d'entrée :

En pratique les courants d'entrée  $i_+$  et  $i_-$  sont non nuls. On peut les représenter par des sources de courant en entrée d'un amplificateur opérationnel parfait, comme indiqué sur la figure 2.2.13.

En fait, les courants d'entrée ne sont pas identiques et les constructeurs définissent plutôt :

- le courant de polarisation  $i_B$  (*input bias current*) lorsque la tension de sortie est nulle :  $i_B = \frac{1}{2}(i_+ + i_-)|_{v_s=0}$ ;

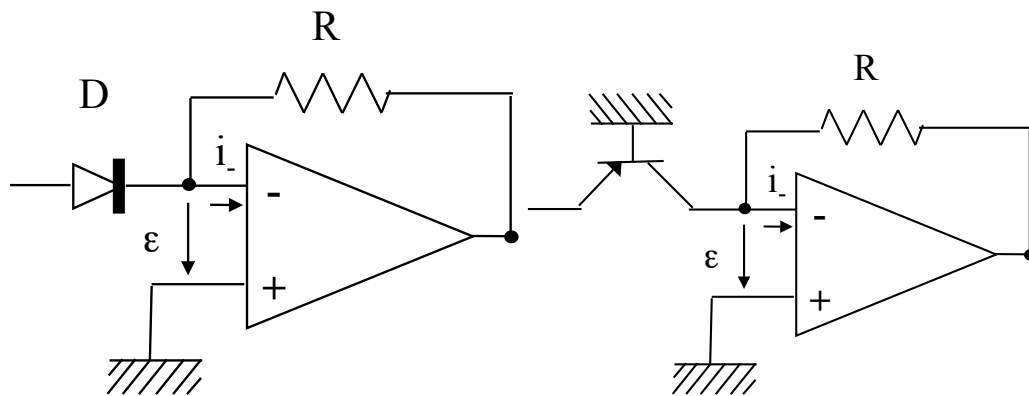
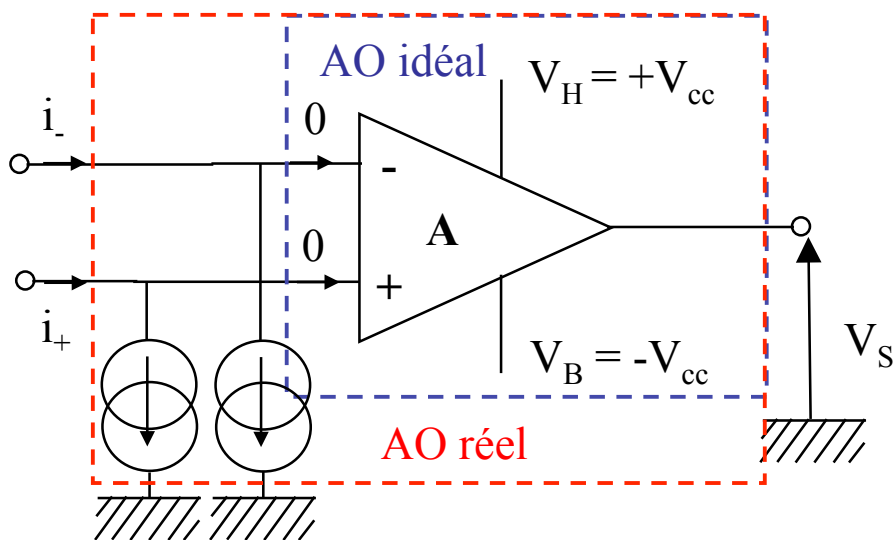


FIGURE 2.2.12 – Schéma permettant la réalisation de la fonction exponentielle.

FIGURE 2.2.13 – Schéma d'un amplificateur opérationnel faisant apparaître les courants d'entrée  $i_-$  et  $i_+$ .

- le courant de décalage d'entrée  $i_{OS}$  (*input offset current*) lorsque la tension de sortie est nulle :  
 $i_{OS} = |i_+ - i_-|_{v_s=0}$ .

Pour se donner une idée de l'ordre de grandeur de ces courants d'entrée voici quelques valeurs tirées de datasheet d'amplificateurs opérationnels :

- bi-polaire (LM 741) :  $i_B=80\text{nA}$  et  $i_{OS}=20\text{nA}$  ;
- JFET (TL 081) :  $i_B=30\text{pA}$  et  $i_{OS}=5\text{pA}$  ;
- JFET (LMC 6001) :  $i_B=25\text{fA}$ .

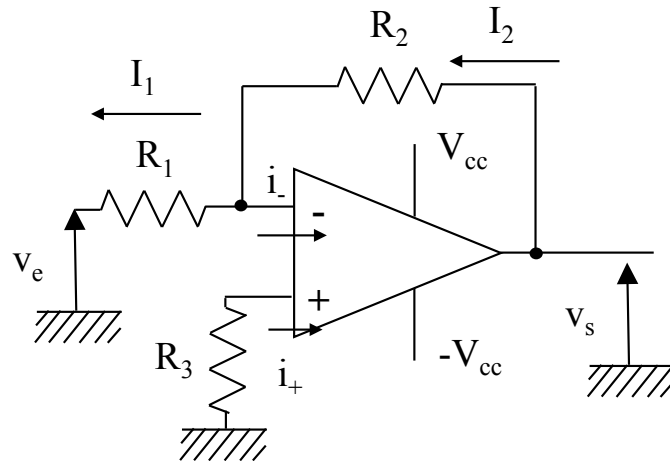
Il est clair que si cette caractéristique est importante pour un montage donné, alors il est conseillé de choisir des transistors de type JFET.

#### Compensation des courants d'entrée :

En pratique, il est préférable de faire le montage de la figure 2.2.14 que celui plus classique de la figure 2.2.5. On peut se demander pourquoi ? Considérons pour cela les notations présentées sur la figure 2.2.14, et calculons la fonction de transfert d'un tel amplificateur inverseur en considérant que les amplificateurs ne sont pas parfaits.

On applique le théorème de superposition. On considère  $v_e = 0$ . On a alors :

$$i_2 = i_1 + i_-, \quad (2.2.30)$$



**FIGURE 2.2.14** – Montage d'amplificateur inverseur avec compensation d'impédance sur l'entrée + avec l'ensemble des notations utilisées pour le calcul de la fonction de transfert.

$$v_- = R_1 i_1, \quad (2.2.31)$$

$$v_+ = -R_3 i_+, \quad (2.2.32)$$

et

$$v_s = R_1 i_1 + R_2 i_2. \quad (2.2.33)$$

En introduisant (2.2.30) dans (2.2.33) on obtient :

$$v_s = R_1 i_1 + R_2 (i_1 + i_-) = (R_1 + R_2) i_1 + R_2 i_-. \quad (2.2.34)$$

En utilisant maintenant (2.2.31) on peut écrire :

$$v_s = (R_1 + R_2) \frac{v_-}{R_1} + R_2 i_-. \quad (2.2.35)$$

Or  $v_+ = v_-$ . Il suit que :

$$v_s = (R_1 + R_2) \frac{v_+}{R_1} + R_2 i_-. \quad (2.2.36)$$

Avec (2.2.32) on obtient finalement :

$$v_s = (R_1 + R_2) \frac{R_3}{R_1} i_+ + R_2 i_-. \quad (2.2.37)$$

Si on choisit  $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2$ , alors on a :

$$v_s = R_2 (i_- - i_+). \quad (2.2.38)$$

Comme  $i_-$  et  $i_+$  varient avec la température et qu'ils sont très peu différents l'un de l'autre, la tension d'offset :

$$V_{offset} = R_2 (i_- - i_+), \quad (2.2.39)$$

est très petite. Pour le montage réel on a alors :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e + R_2 (i_- - i_+). \quad (2.2.40)$$

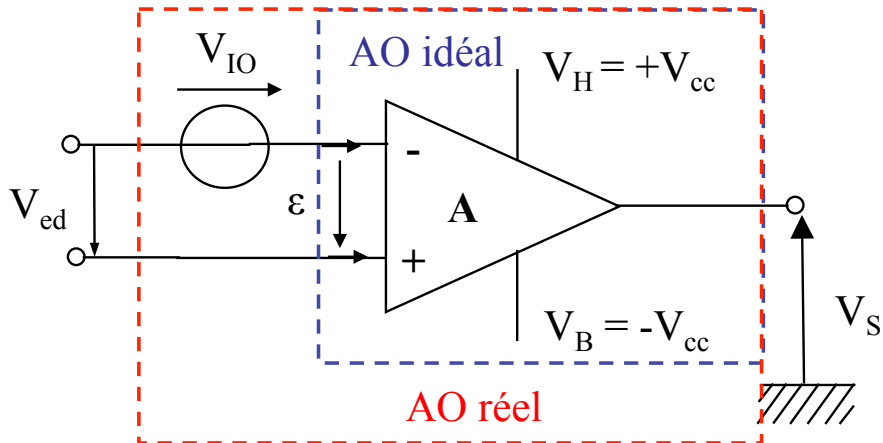


FIGURE 2.2.15 – Schéma d'un amplificateur opérationnel faisant apparaître la tension de décalage en entrée.

### Tension de décalage en entrée :

Pour un amplificateur opérationnel idéal on a considéré que si la tension différentielle d'entrée  $\varepsilon$  était nulle, alors la tension de sortie  $v_s$  était aussi nulle. Ceci n'est généralement pas vrai en pratique. Cette tension d'entrée différentielle interne est due à la non symétrie des étages d'entrée de l'amplificateur opérationnel. Cette tension de décalage, amplifiée par  $A$ , induit une tension  $v_s$  non nulle modélisée par un générateur de tension  $V_{IO}$  (*Input Offset*) en série en entrée de l'amplificateur opérationnel, comme l'indique la figure 2.2.15, et dont la valeur est telle que  $v_s = 0$  lorsque  $v_{ed} = 0$ . Pour se donner une idée de l'ordre de grandeur de cette tension de décalage, voici les valeurs tirées des datasheets des mêmes amplificateurs opérationnels que précédemment :

- bi-polaire (LM 741) :  $V_{IO}=1\text{mV}$  ;
- JFET (TL 081) :  $V_{IO}=3\text{mV}$  ;
- JFET (LMC 6001) :  $V_{IO}=0,25\text{mV}$ .

Pour corriger le défaut de dissymétrie, les constructeurs rendent accessible l'étage d'entrée par deux bornes N1 et N2 (voir figure 2.2.16), lesquelles sont insérées dans un montage potentiométrique.

### Résistance d'entrée différentielle :

Pour un amplificateur opérationnel idéal on a considéré que la résistance d'entrée était infinie. Comme pour la tension de décalage, ceci n'est généralement pas vrai en pratique. Ainsi, pour compléter le modèle équivalent de l'entrée d'un amplificateur opérationnel, on peut adjoindre une résistance d'entrée différentielle  $R_{ed}$  en série avec la tension de décalage  $V_{IO}$ , comme le montre la figure 2.2.17. Pour se donner une idée de l'ordre de grandeur de la résistance d'entrée différentielle, voici les valeurs tirées des datasheets des mêmes amplificateurs opérationnels que précédemment :

- bi-polaire (LM 741) :  $R_{ed}=2\text{M}\Omega$  ;
- JFET (TL 081) :  $R_{ed}=1\text{T}\Omega$ .

### Caractéristique de sortie :

L'étage de sortie d'un amplificateur opérationnel est équivalent à une source de tension possédant une résistance série  $R_s$  non nulle (figure 2.2.18). Ainsi, la tension de sortie n'est pas indépendante du courant de sortie  $i_s$ . Au-delà d'une certaine valeur du courant extrait  $i_s$ , la protection en courant de l'étage de sortie entre en action. La limite est fixée (suivant les amplificateurs opérationnels) à une vingtaine de milli-ampères. La sortie est alors assimilable à un générateur de courant comme le montre la figure 2.2.19.

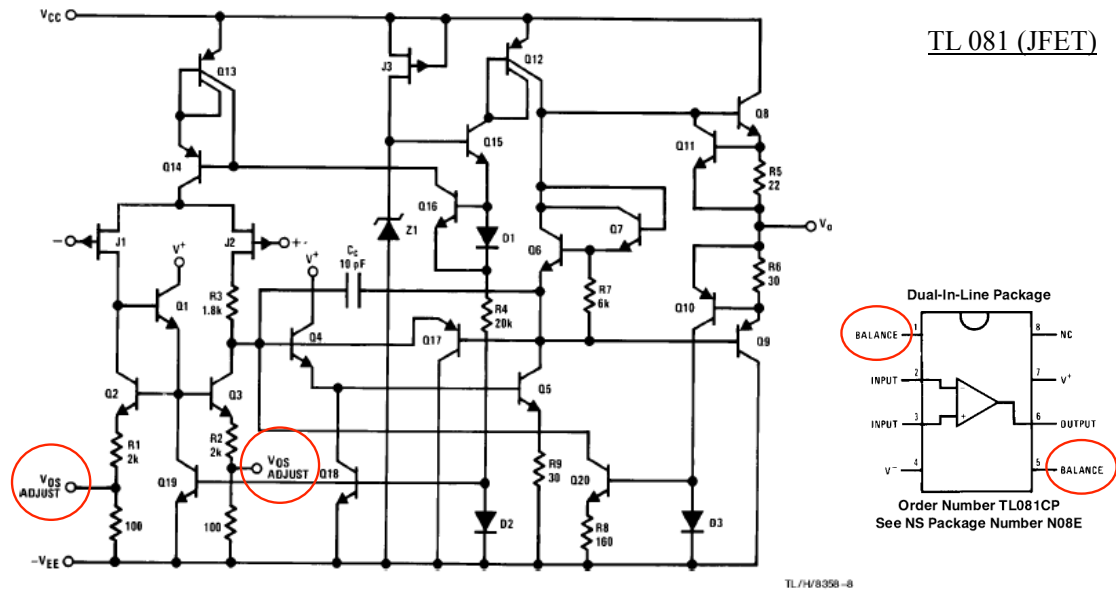


FIGURE 2.2.16 – Schéma interne d'un amplificateur opérationnel JFET TL 081. BALANCE : pattes d'entrée du composant permettant de compenser la tension de décalage en entrée (<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>).

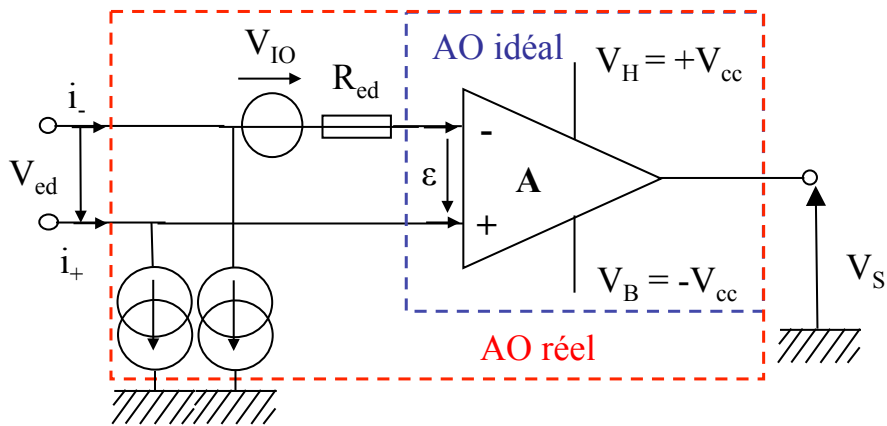


FIGURE 2.2.17 – Schéma d'un amplificateur opérationnel faisant apparaître tous les défauts en entrée.

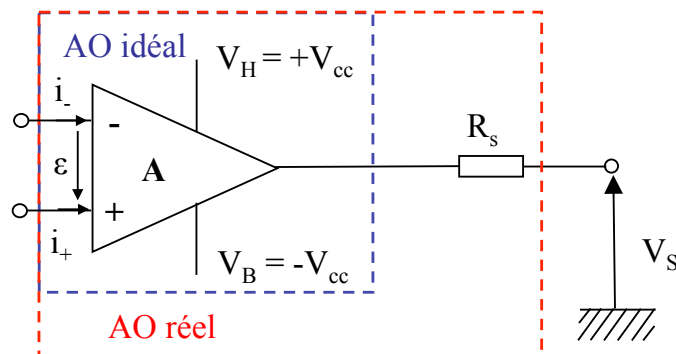
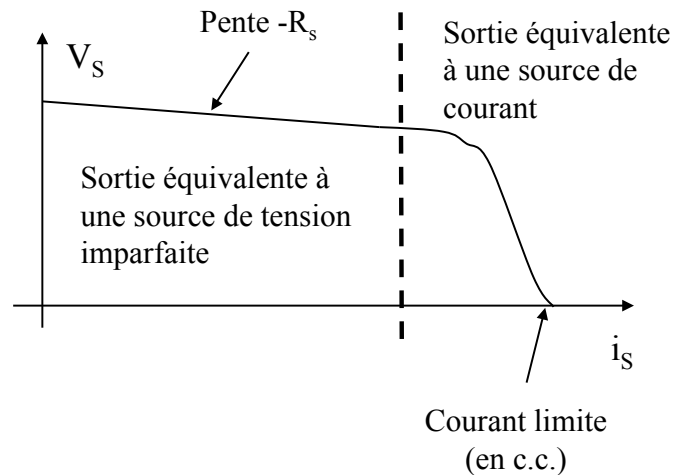


FIGURE 2.2.18 – Schéma d'un amplificateur opérationnel faisant apparaître les défauts de sortie.



**FIGURE 2.2.19** – Evolution de la tension de sortie  $V_s$  en fonction du courant de sortie  $i_s$ , pour un amplificateur opérationnel réel.

Voici les valeurs des courants maximum en sortie, tirées des datasheets, pour les mêmes amplificateurs opérationnels que précédemment :

- bi-polaire (LM 741) :  $i_{smax}=25\text{mA}$  ;
- JFET (TL 081) :  $i_{smax}=20\text{mA}$ .

### Les imperfections dynamiques

#### Régimes de petits signaux, bande passante en boucle ouverte :

Dans le cas d'un amplificateur compensé, le constructeur a limité volontairement la bande passante, mais a nettement amélioré la stabilité du composant en introduisant une capacité, comme le montre la figure 2.2.20, qui lui donne une pente de 20 dB / décade pour des valeurs de A importantes (suppression des réseaux de compensation : Cf cours d'automatique).

De ce fait, le gain peut se mettre sous la forme :

$$A = \frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_c}} \quad (2.2.41)$$

Le diagramme de Bode d'un tel amplificateur opérationnel est donné sur la figure 2.2.21.

Si on introduit un réseau de contre réaction comme l'indique la figure 2.2.22, on peut toujours écrire :

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{A'_0}{1 + j\frac{f}{f'_c}} \quad (2.2.42)$$

avec :

$$A'_0 = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \quad (2.2.43)$$

$$f'_c = f_c(1 + \beta A_0) \quad (2.2.44)$$

Ainsi, le produit **Gain x Bande Passante** est une constante, comme le montre la figure 2.2.23.

#### Régime de grands signaux, le Slew Rate :

Par définition c'est la vitesse de croissance maximale de la tension de sortie. Il s'exprime en  $\text{V}/\mu\text{s}$ . Pour un amplificateur opérationnel LM 741 on a d'après la notice constructeur  $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Maintenant, on fait nettement mieux.

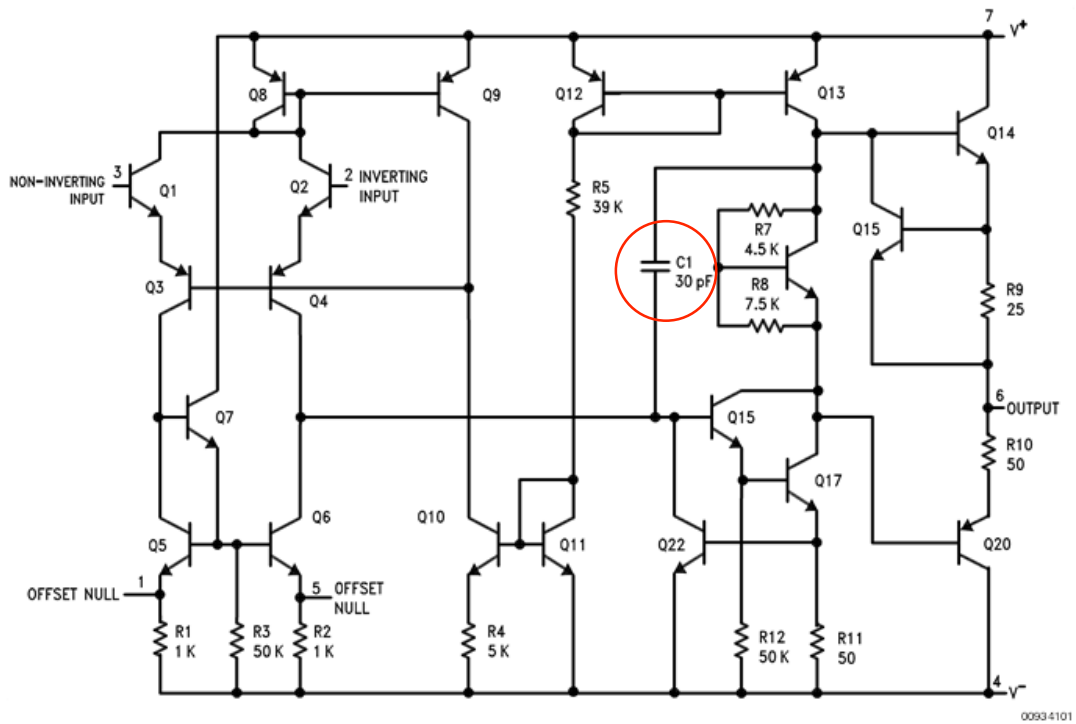


FIGURE 2.2.20 – Schéma interne d'un amplificateur opérationnel bi-polaire LM 741 (<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>).

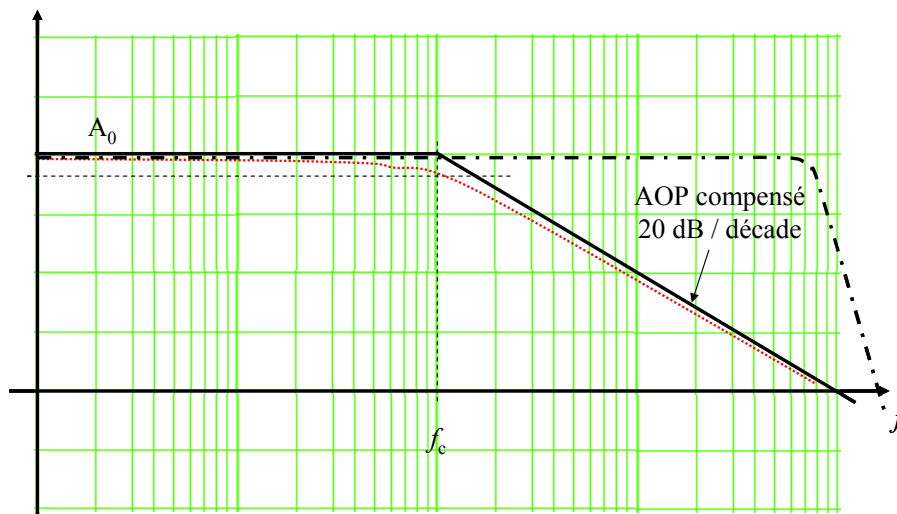


FIGURE 2.2.21 – Diagramme de Bode d'un amplificateur opérationnel réel.

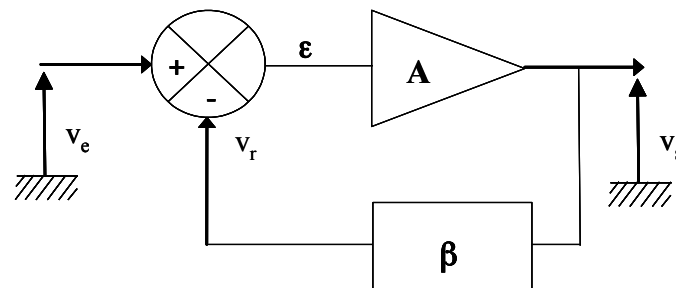


FIGURE 2.2.22 – Schéma d'une boucle de contre-réaction tension-tension négative.



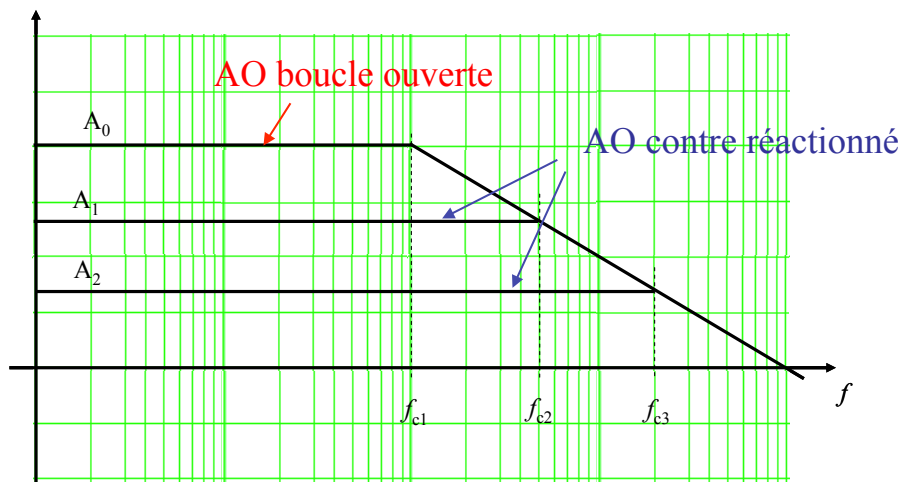


FIGURE 2.2.23 – Diagramme de bode d'un amplificateur opérationnel utilisé dans un montage d'amplification, en fonction du gain de celui-ci.

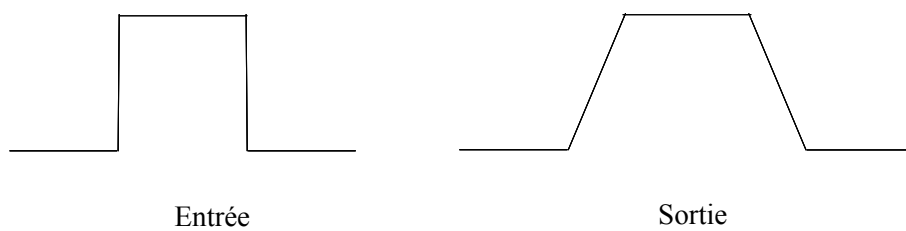


FIGURE 2.2.24 – Influence du Slew Rate sur le signal de sortie, lorsque le signal en entrée de l'amplificateur opérationnel est un créneau.

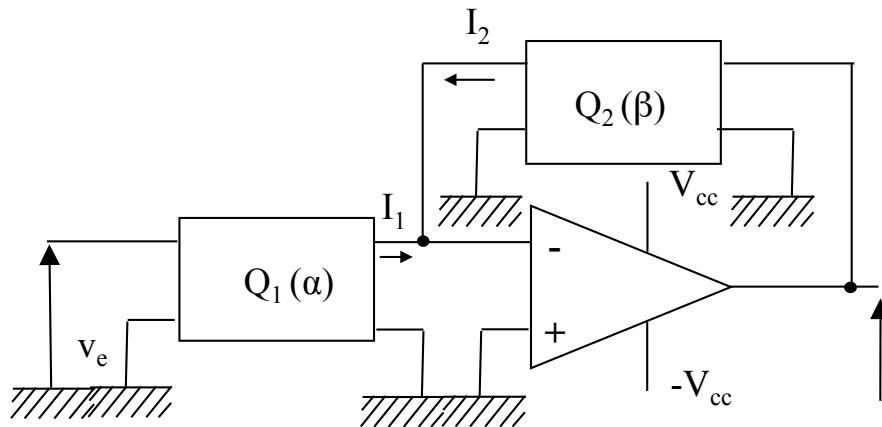


FIGURE 2.2.25 – Schéma de principe de la synthèse à partir d'un montage en contre réaction tension-courant.

Cette limitation intrinsèque à la conséquence suivante : Pour un signal d'entrée sinusoïdal, on peut obtenir en sortie des signaux triangulaires comme l'illustre la figure 2.2.24.

Ainsi, si on veut des grandes amplitudes, on sera limité à des fréquences basses, et si on veut travailler en haute fréquence, il faudra se contenter de faibles amplitudes.

Considérons l'exemple du montage de la figure 2.2.5. On a vu que pour ce montage d'amplificateur inverseur on avait :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.2.45)$$

Si  $v_e = V_e \sin(\omega t)$  et le Slew Rate est de  $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ , quelle est la fréquence maximale (en fonction de  $R_2/R_1$ ) à laquelle on peut utiliser l'amplificateur opérationnel ? On a :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e \sin(\omega t). \quad (2.2.46)$$

La dérivée à l'origine de la sinusoïde est égale au Slew Rate pour la fréquence maximale  $f_{max}$ . On a donc :

$$\text{Slew Rate} = SR = \left. \frac{dv_s}{dt} \right|_0 = \frac{R_2}{R_1} V_e 2\pi f_{max}. \quad (2.2.47)$$

Finalement on obtient une fréquence maximale d'utilisation donnée par :

$$f_{max} = \frac{SRR_1}{V_e 2\pi R_2}. \quad (2.2.48)$$

## 2.2.4 Synthèse de circuit à amplificateur opérationnel

Nous allons montrer dans cette partie comment il est possible de retrouver, à partir de principes génériques de synthèse de circuit à l'aide d'amplificateurs opérationnels, les montages donnés dans le paragraphe 2.2.2. Le montage de base qui sera utilisé ici (figure 2.2.25) est loin d'être le seul possible, et est donné ici à titre d'exemple.

### Principe

Dans le montage de la figure 2.2.25 on utilise deux quadripôles passifs  $Q_1$  et  $Q_2$ . Ces deux quadripôles peuvent être considérés comme des *boîtes noires*. En vertu des propriétés des amplificateurs opérationnels, on peut écrire :

$$I_1 = -I_2, \quad (2.2.49)$$


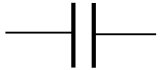

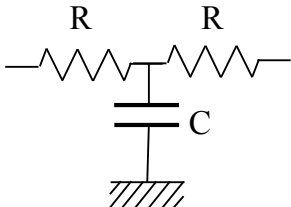
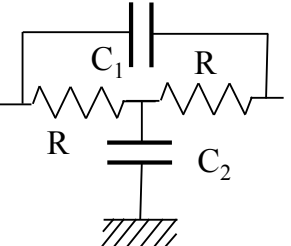
Element	$\alpha(p)$
	$\frac{1}{R}$
	$pC$
	$\frac{1}{pL}$
	$\frac{1}{2R \left( 1 + p \frac{RC}{2} \right)}$
	$\frac{1 + RpC_1(2 + RPC_2)}{2R \left( 1 + p \frac{RC_2}{2} \right)}$

FIGURE 2.2.26 – Exemples de fonction de transfert  $\alpha(p)$  et  $\beta(p)$ .

et

$$v_+ = v_- \text{ (masse virtuelle)}. \quad (2.2.50)$$

$I_1$  et  $I_2$  sont quasiment égaux aux courants de court-circuit des quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$ . On a donc :

$$I_1 = \alpha(p) v_e(p), \quad (2.2.51)$$

$$I_2 = \beta(p) v_s(p). \quad (2.2.52)$$

En combinant ces deux expressions on obtient la fonction de transfert suivante :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\alpha(p)}{\beta(p)}. \quad (2.2.53)$$

Des exemples de ces fonctions de transfert  $\alpha(p)$  et  $\beta(p)$ , homogènes à une admittance, sont présentées dans la figure 2.2.26.

Considérons dans un premier temps l'exemple de l'amplificateur inverseur. On cherche donc à faire un amplificateur inverseur. Pour cela,  $\alpha(p)$  et  $\beta(p)$  doivent être du même ordre en  $p$ . Plusieurs solutions s'offrent à nous comme l'indique la figure 2.2.27. La première solution est bien connue :

$$\alpha_1 = \frac{1}{R_1}, \quad (2.2.54)$$

et

$$\beta_1 = \frac{1}{R_2}. \quad (2.2.55)$$

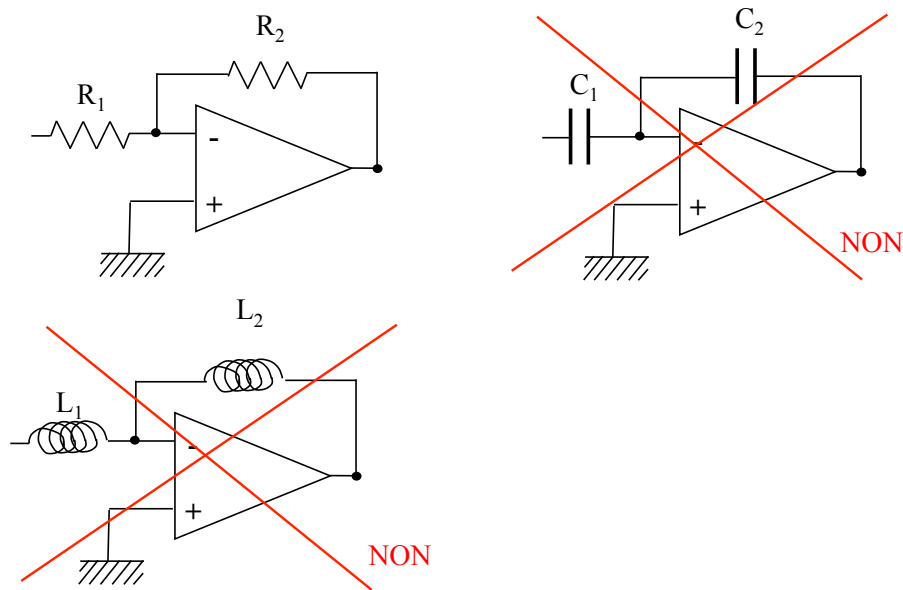


FIGURE 2.2.27 – Montages pour la réalisation d'un amplificateur inverseur.

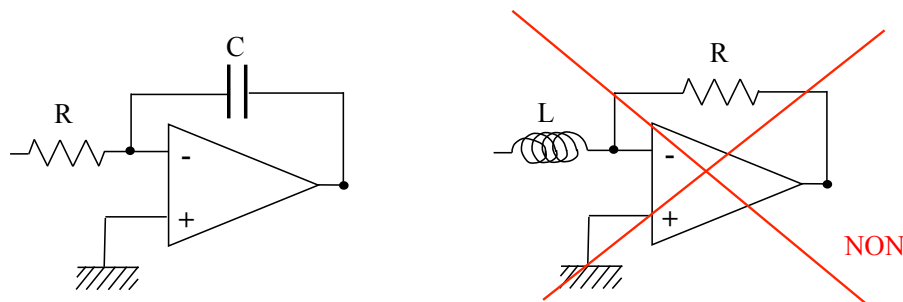


FIGURE 2.2.28 – Montages pour la réalisation d'un intégrateur.

D'où :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\alpha(p)}{\beta(p)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.2.56)$$

La troisième solution est à proscrire car en continu on court-circuite l'amplificateur, qui fournit un courant limite. On consomme alors de l'énergie en permanence. La deuxième solution peut être utilisée avec quelques modifications, si les amplificateurs opérationnels sont de types MOS (amplificateur de charges). Par contre pour le 741, les entrées sont des bases de transistors bipolaires, et il est impossible avec des capacités de faire passer ce courant même s'il fait un micro ou un nano ampère.

On considère maintenant l'exemple de l'intégrateur. Dans ce cas, on veut :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{A}{p} = -\frac{\alpha(p)}{\beta(p)}. \quad (2.2.57)$$

Deux solutions simples se présentent, comme le montre la figure 2.2.28. La première solution est la bonne. La deuxième est à proscrire pour plusieurs raisons :

- les mêmes que dans l'exemple précédent ;
- on ne sait pas fabriquer de bonnes inductances en basse fréquence (résistance induite).

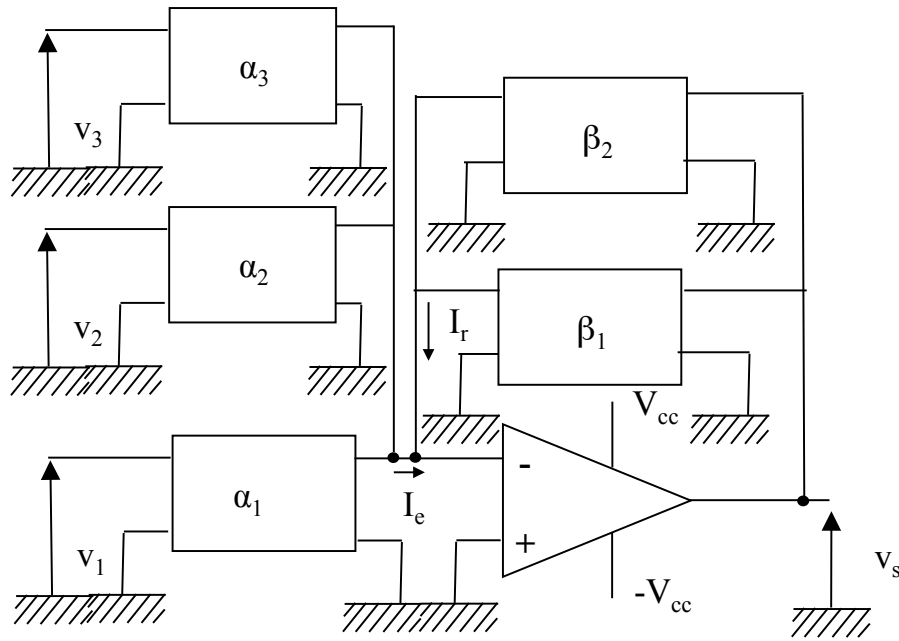


FIGURE 2.2.29 – Schéma de principe de généralisation de la synthèse de fonction à partir d'un montage en contre réaction tension-courant.

**Généralisation**

Ce qui est encore plus intéressant, c'est que cette approche de synthèse de circuits peut être généralisée. Considérons le système de la figure 2.2.29.

La valeur du courant  $I_e$  est quasiment égale à la somme des courants de court-circuit des quadripôles  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ . Il en est de même pour  $I_r$  avec les quadripôles de contre-réaction  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$ . On peut écrire :

$$v_s = - \frac{\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \alpha_3 v_3 + \dots}{\beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \dots} \tag{2.2.58}$$

Si tous les  $v_i$  sont identiques, on obtient alors :

$$v_s = - \frac{\sum \alpha_i}{\sum \beta_i} v_i \tag{2.2.59}$$

On va appliquer cette méthode à la synthèse d'un convertisseur numérique – analogique (CNA). On considère le montage de la figure 2.2.30. Pour ce montage la tension de sortie s'écrit :

$$v_s = \left( Sw_1 \frac{R_f}{R_1} + Sw_2 \frac{R_f}{R_2} + Sw_3 \frac{R_f}{R_3} + \dots \right) E_{ref}, \tag{2.2.60}$$

avec :

$$Sw_i = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases} \tag{2.2.61}$$

Par un choix de  $R_1 = 2R_2, R_2 = 2R_3$  et  $R_3 = 2R_4$ , on obtient un convertisseur numérique analogique à résistances pondérées.

Les tensions  $v_i$  peuvent être différentes. On réalise alors des sommateur-inverseurs comme sur la figure 2.2.31.

Vous pouvez maintenant laisser aller votre imagination pour réaliser à faible coût toutes les fonctions que vous souhaitez.

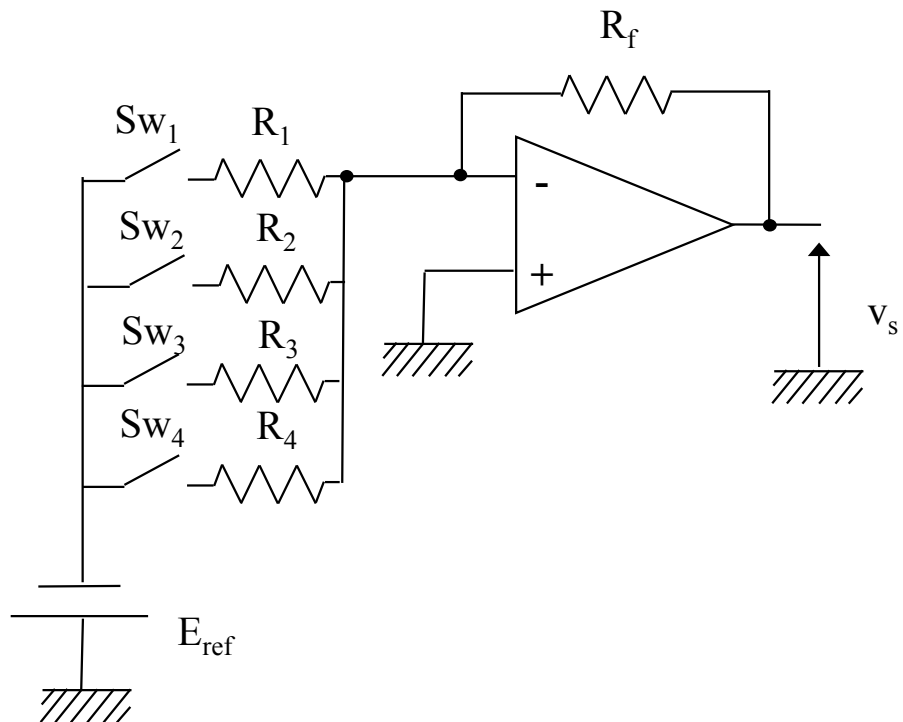


FIGURE 2.2.30 – Montage permettant la réalisation d'un convertisseur numérique - analogique sur 4 bits.

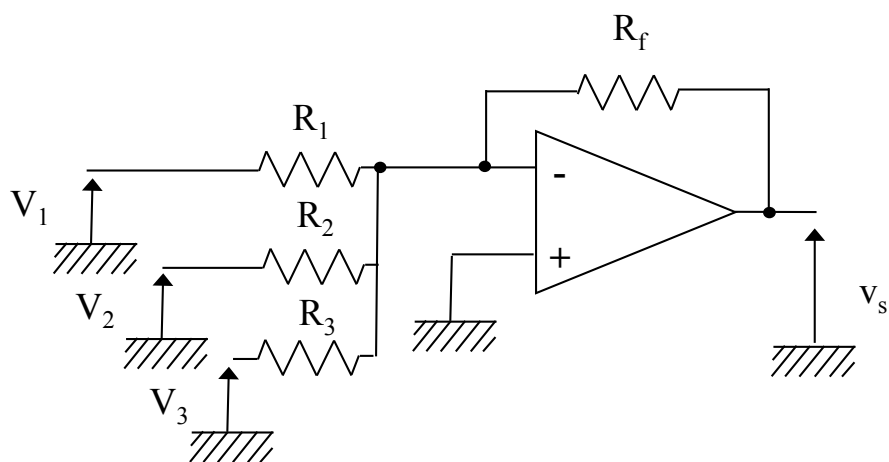


FIGURE 2.2.31 – Montage sommateur - inverseur.

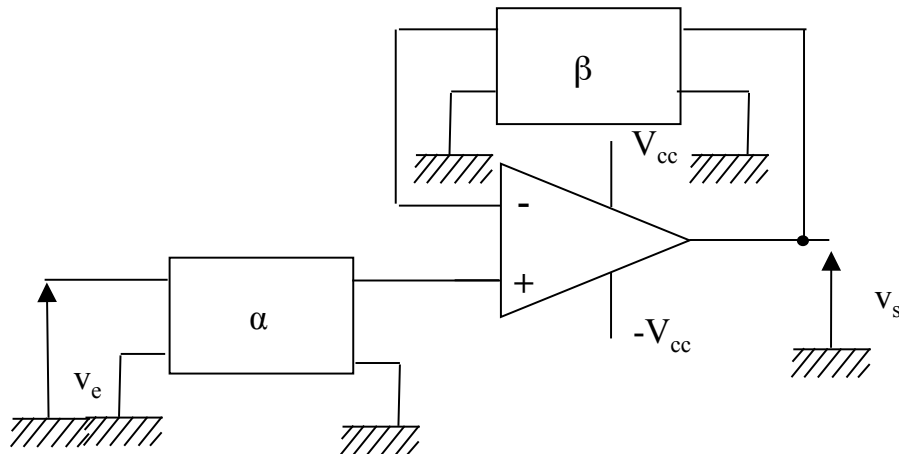


FIGURE 2.2.32 – Schéma de principe de la synthèse à partir d'un montage en contre réaction tension-tension.

### Contre réaction tension-tension

On considère maintenant le schéma basé sur une contre-réaction tension-tension de la figure 2.2.32. Ici, les quadripôles sont en circuit ouvert :

$$i_+ = i_- = 0. \quad (2.2.62)$$

On peut donc écrire :

$$v_+ = \alpha(p)v_e(p), \quad (2.2.63)$$

et

$$v_- = \beta(p)v_s(p). \quad (2.2.64)$$

D'où :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{\alpha(p)}{\beta(p)}. \quad (2.2.65)$$

Ces fonctions de transfert, sans dimension, sont présentées dans la figure 2.2.33.

Comme premier exemple considérons la réalisation d'un amplificateur non inverseur. On a besoin ici des fonctions de transfert suivantes :  $\alpha(p) = 1$  et  $0 < \beta(p) < 1$ . On retrouve ainsi le schéma bien connu de la figure 2.2.4.

Comme deuxième exemple considérons le montage d'adaptation d'impédance. On a besoin ici des fonctions de transfert suivantes :  $\alpha(p) = 1$  et  $\beta(p) = 1$ . Cela nous amène au schéma d'un suiveur de la figure 2.2.7.

Cette famille est beaucoup moins riche que la précédente. On ne peut pas *pluger* les quadripôles comme précédemment car des courants de circulations apparaissent. Ici, on n'est plus à vide comme l'indique la figure 2.2.34.

## 2.3 Les comparateurs (Optionnel)

La fonction comparaison est une fonction essentielle en électronique. Nous ne nous intéresserons ici qu'à la comparaison de signaux analogiques. Cette fonction est à l'interface des domaines analogique et numérique. Ainsi, un comparateur reçoit à son entrée deux tensions analogiques et fournit sur sa sortie une information binaire, comme l'indique la figure 2.3.1.

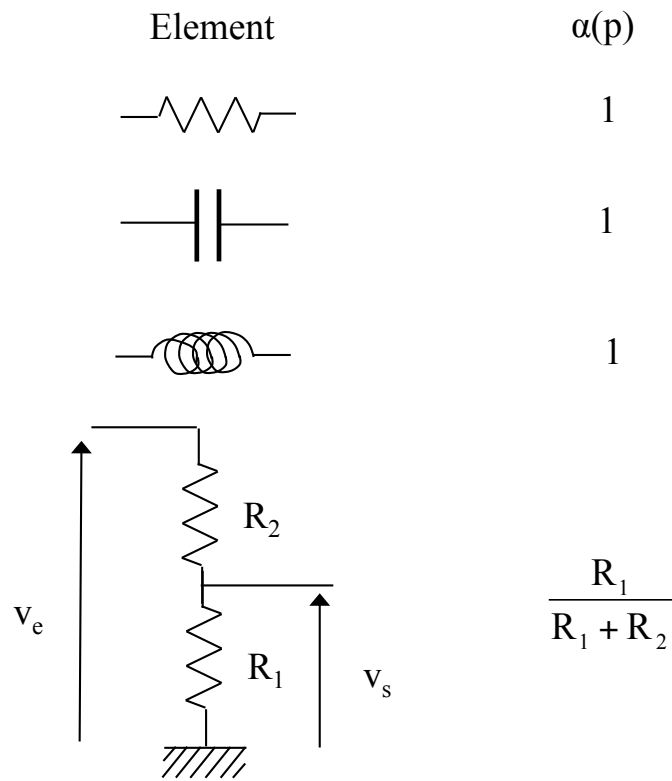


FIGURE 2.2.33 – Exemples de fonction de transfert  $\alpha(p)$  et  $\beta(p)$  pour la synthèse tension - tension.

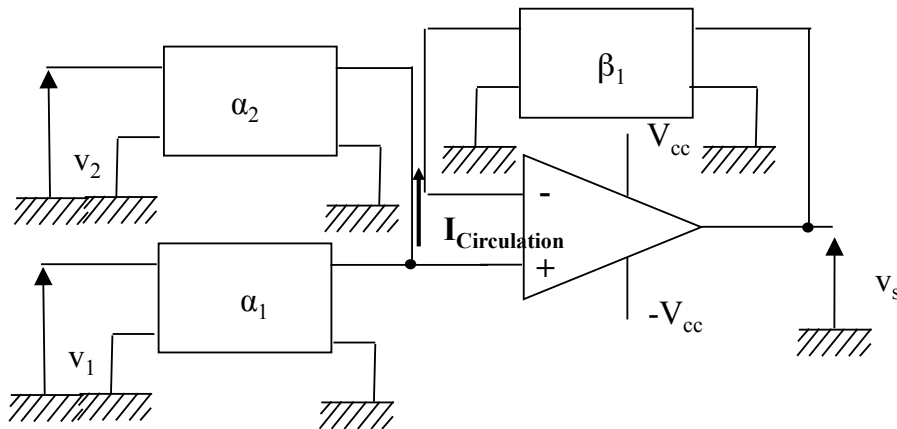


FIGURE 2.2.34 – Schéma de principe de généralisation de la synthèse à partir d'un montage en contre réaction tension-tension.

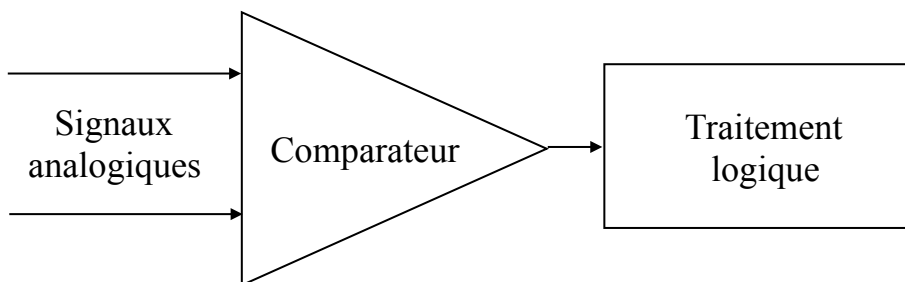


FIGURE 2.3.1 – Rôle d'un comparateur dans un système électronique.



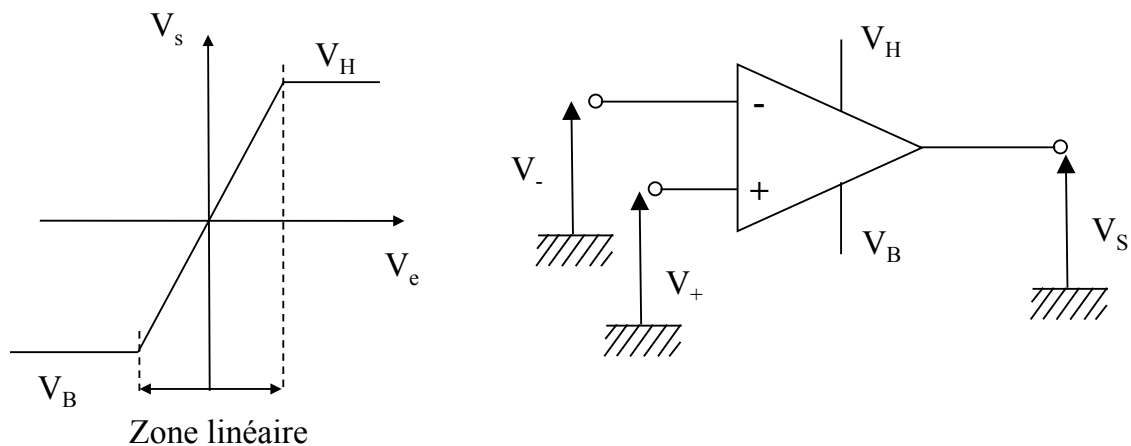


FIGURE 2.3.2 – Fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel.

### 2.3.1 Rappel sur les comparateurs

Le comparateur classique est basé sur un amplificateur différentiel dont la fonction est d'indiquer si la tension appliquée sur une de ses entrées est plus grande ou plus petite que celle appliquée sur l'autre entrée. Le comparateur idéal présente des caractéristiques semblables à celles d'un amplificateur opérationnel idéal, à la différence près qu'il n'est pas optimisé pour un fonctionnement en linéaire. Ainsi, pour une application en comparateur on ne cherche pas du tout à maintenir la sortie dans la zone linéaire. La sortie est maintenue en permanence dans l'état haut ou l'état bas, et seulement transitoirement, *i.e.* lors d'un changement d'état, dans la zone d'amplification.

Un comparateur de tension est un composant à deux entrées et une sortie dont la fonction est de fournir une tension de sortie  $V_s$  fonction du signe de la tension différentielle  $\varepsilon = V_+ - V_-$ . C'est une relation non linéaire entre  $\varepsilon$  et  $V_s$  qui ne dépend que du signe de  $\varepsilon$ . Cette fonction comparaison est réalisée par des montages non linéaires à amplificateurs opérationnels.

Comme on peut le voir sur la fonction de transfert de la figure 2.3.2, la zone linéaire utilisée pour l'amplificateur opérationnel en amplificateur de tension correspond à une zone de transition pour le comparateur (qui doit être la plus courte possible) et les zones non linéaires correspondent aux deux états possibles du comparateur en sortie, soit  $V_H$  soit  $V_B$  suivant le signe de  $\varepsilon$ .

Les comparateurs sont classés en deux catégories : les comparateurs simples (voir paragraphe 2.3.2) et les comparateurs à hystérésis (voir paragraphe 2.3.3). Les comparateurs à fenêtres seront traités dans le paragraphe 2.3.4.

### 2.3.2 Les comparateurs simples

#### Les comparateurs à valeurs relatives

On considère le montage non inverseur de la figure 2.3.3 dans lequel l'amplificateur est en boucle ouverte.

Une tension de référence est appliquée sur l'entrée inverseuse et une tension inconnue sur l'entrée non inverseuse. Lorsque  $V_e$  est inférieure à  $V_{ref}$  la sortie passe au niveau bas. La fonction de transfert est donnée sur la figure 2.3.4. Dans le cas où  $V_{ref} = 0V$ , on parle de détecteur de zéro.

#### Les comparateurs à valeurs absolues

On considère le montage de la figure 2.3.5. Dans ce montage, les signaux  $v_1$  et  $v_2 = V_{ref}$  sont deux signaux analogiques. L'entrée non inverseuse étant au potentiel nul, le passage d'un état à un autre se produira lorsque le potentiel du point E sera égal à zéro. La valeur de  $V_E$  se calcule en appliquant

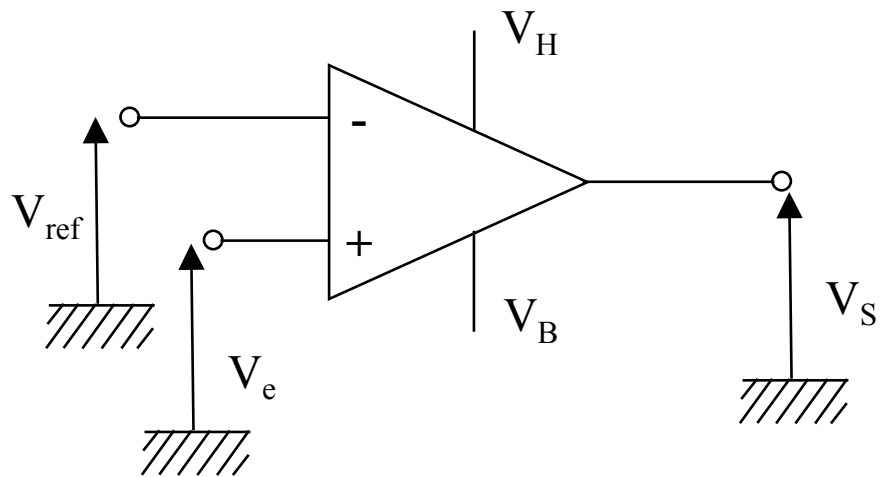


FIGURE 2.3.3 – Comparateur de valeurs relatives.

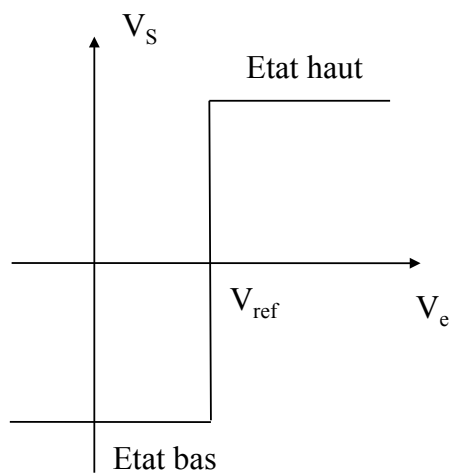


FIGURE 2.3.4 – Fonction de transfert d'un comparateur simple.

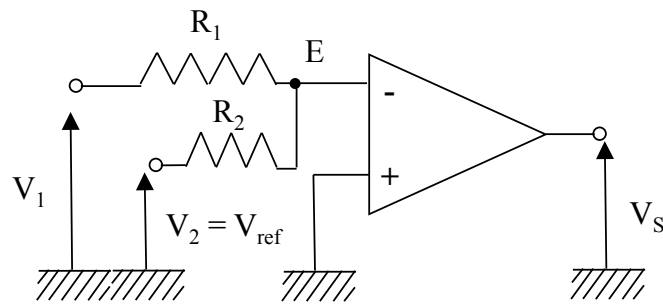


FIGURE 2.3.5 – Comparateur de valeurs absolues.

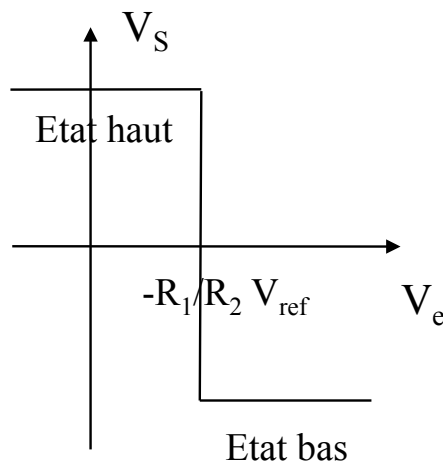


FIGURE 2.3.6 – Fonction de transfert d'un comparateur de valeurs absolues.

le théorème de superposition :

$$v_E = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_1. \quad (2.3.1)$$

Le basculement aura lieu quand :

$$v_1 = -\frac{R_1}{R_2} V_{ref}. \quad (2.3.2)$$

Il est à noter que les tensions d'entrée  $v_1$  et  $v_2$  doivent être de polarité différente. La fonction de transfert correspondante est tracée sur la figure 2.3.6.

Si l'entrée du comparateur  $v_e$  est très bruitée (comme par exemple la variation d'une température fluctuant énormément autour d'une valeur moyenne suite à des facteurs extérieurs incontrôlables), la sortie  $v_s$  peut être aléatoire quand  $v_e$  s'approche de la tension de seuil entraînant des zones de transitions rapides et intempestives entre les états hauts et les états bas comme le montre le graphique de la figure 2.3.7.

#### Inconvénients des comparateurs simples

Pour y remédier, au lieu d'avoir un seul zéro de commutation, nous introduisons deux tensions de basculement  $V_{e1}$  et  $V_{e2}$  proche de zéro et à égale distance de zéro. Le niveau supérieur n'est pris en compte que si  $v_e$  est suffisamment grande ( $v_e > V_{e2}$ ), la sortie ne bascule alors que si  $v_e$ , dépassant zéro, atteint la limite  $V_{e2}$ . La sortie  $v_s$  ne rebasculera que si  $v_e$  décroissante s'annule à nouveau pour atteindre le niveau  $V_{e1}$ . On parle alors de comparateur à hystérésis.

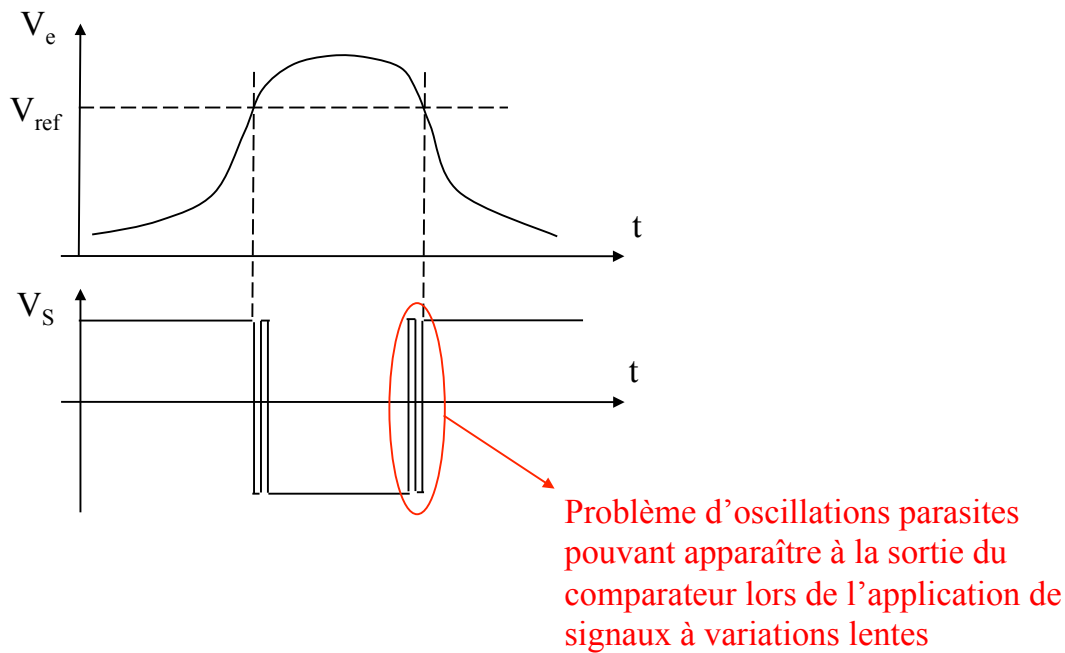


FIGURE 2.3.7 – Evolution des tensions d'entrée et de sortie d'un comparateur de valeur absolue.

### 2.3.3 Les comparateurs à hystérésis

#### Comparateur à hystérésis inverseur

Une solution pour réaliser un comparateur à hystérésis, et donc supprimer les oscillations parasites, consiste à introduire une réaction positive sur l'entrée non inverseuse. On considère le montage non inverseur de la figure 2.3.8.

L'entrée non inverseuse dans un tel montage est au potentiel  $v^+$  tel que :

$$v^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{Ref}. \quad (2.3.3)$$

Dans cette expression  $v_s$  vaut  $V_H$  ou  $V_B$ , *i.e.* les tensions d'alimentation haute ou basse de l'amplificateur opérationnel. Il existe deux points de seuil. On les appelle point de seuil supérieur et point de seuil inférieur. La différence entre ces deux seuils est appelée hystérésis.

Quand la sortie est à l'état haut  $v^+$  vaut  $v_1^+$  tel que :

$$v_1^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_H + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{Ref}. \quad (2.3.4)$$

De manière analogue on trouve  $v_2^+$ , la valeur quand la sortie est à l'état bas :

$$v_2^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_B + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{Ref}. \quad (2.3.5)$$

La figure 2.3.9 donne la fonction de transfert du comparateur ainsi que la position des seuils de commutation. La valeur  $\Delta V$  de l'hystérésis est donnée par la relation :

$$\Delta V = v_1^+ - v_2^+ = (V_H - V_B) \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.3.6)$$

Le comparateur à hystérésis est un élément mémoire. Si on examine le cycle d'hystérésis on y distingue trois régions, comme le montre la figure 2.3.10. Dans la région 1 et 2, l'état de la sortie

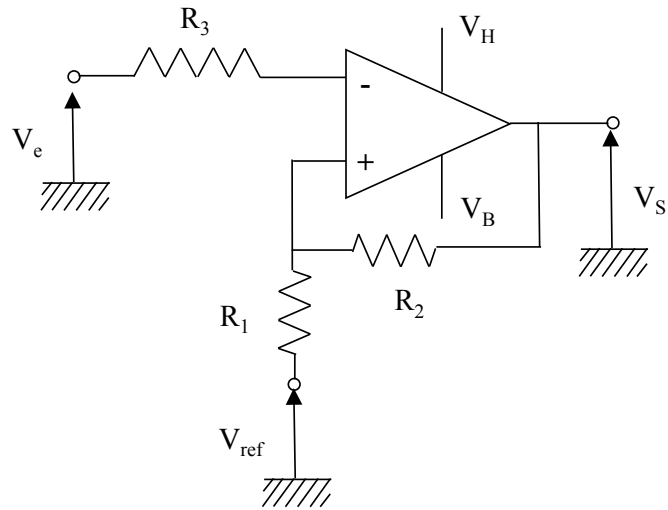


FIGURE 2.3.8 – Comparateur à hystérésis.

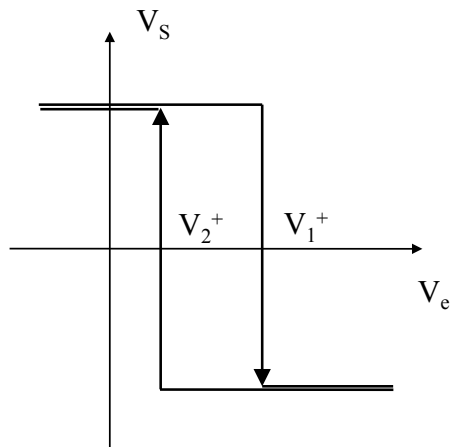


FIGURE 2.3.9 – Fonction de transfert d'un comparateur à hystérésis.

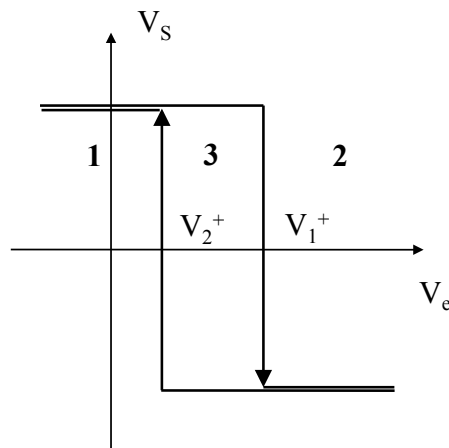


FIGURE 2.3.10 – Element mémoire d'un comparateur à hystérésis.

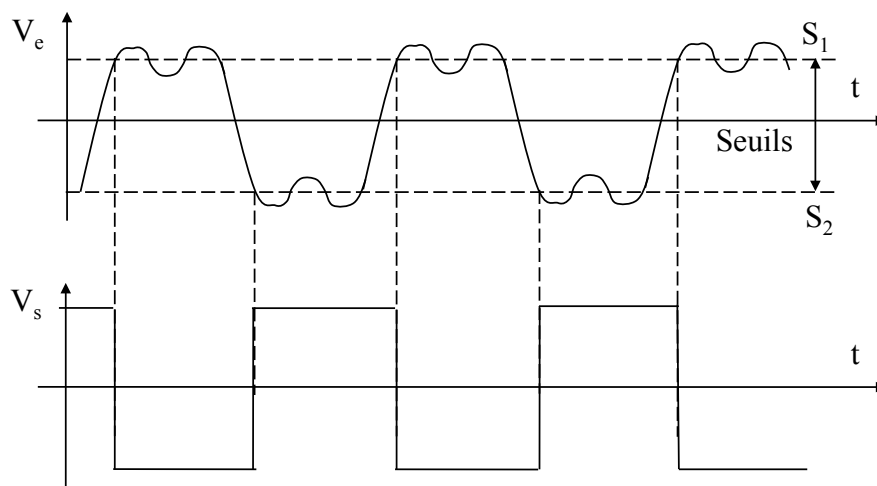


FIGURE 2.3.11 – Application à la mise en forme de signaux d'un comparateur à hystérésis.

est parfaitement déterminé, l'état haut pour la région 1 et l'état bas pour la région 2. Dans la région 3 l'état de la sortie peut être a priori haut ou bas. Dans cette zone, dite de mémorisation, la sortie garde en mémoire l'état qu'elle a pris en dehors. Les frontières sont les seuils. Lorsque l'on quitte la zone de mémorisation, la sortie n'a qu'un seul état possible. Si cet état est différent de celui qui existait avant le passage du seuil, la sortie subie une transition.

Les comparateurs peuvent être utilisés pour la mise en forme de signaux grâce à l'hystérésis qui permet de s'affranchir de certaines perturbations. La figure 2.3.11 illustre un exemple de mise en forme d'un signal carré.

### Comparateur à hystérésis non inverseur

On peut aussi réaliser un comparateur à hystérésis qui soit non inverseur en suivant le schéma de la figure 2.3.12.

L'entrée non inverseuse dans un tel montage est au potentiel  $v^+$  tel que :

$$v^+ = -\frac{R_1}{R_2}V_s + \frac{R_1 + R_2}{R_2}V_{Ref}. \quad (2.3.7)$$

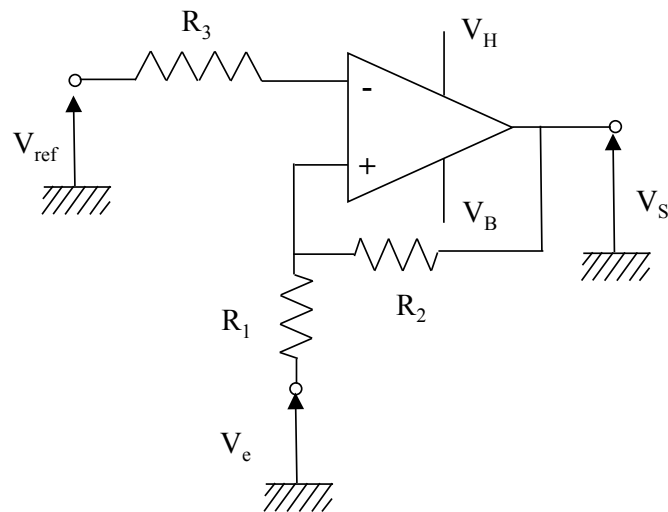


FIGURE 2.3.12 – Comparateur à hystérésis non inverseur.

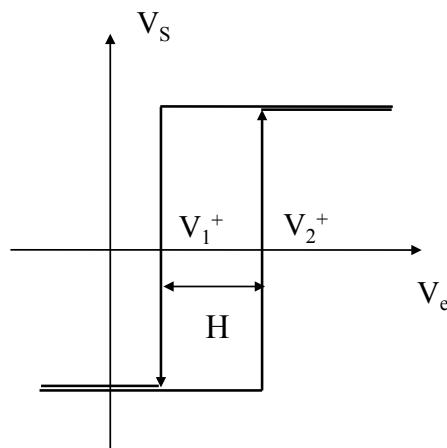


FIGURE 2.3.13 – Fonction de transfert d'un comparateur à hystérésis non inverseur.

Comme pour le cas précédent il existe deux points de seuil tels que :

$$v_1^+ = -\frac{R_1}{R_2}V_H + \frac{R_1 + R_2}{R_2}V_{Ref}, \quad (2.3.8)$$

et

$$v_2^+ = -\frac{R_1}{R_2}V_B + \frac{R_1 + R_2}{R_2}V_{Ref}. \quad (2.3.9)$$

La figure 2.3.13 donne la fonction de transfert du comparateur ainsi que la position des seuils de commutation. La valeur  $\Delta V$  de l'hystérésis est donnée par la relation :

$$\Delta V = (V_H - V_B) \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.3.10)$$

### 2.3.4 Comparateurs à fenêtre ou détecteurs entre 2 seuils

Lorsque l'on souhaite détecter la présence d'une tension entre deux limites préétablies on utilise un comparateur dit à fenêtre. En fait ce type de comparateur est l'association de deux comparateurs simples dont les sorties sont combinées. A titre d'exemple, on peut réaliser un comparateur à fenêtre

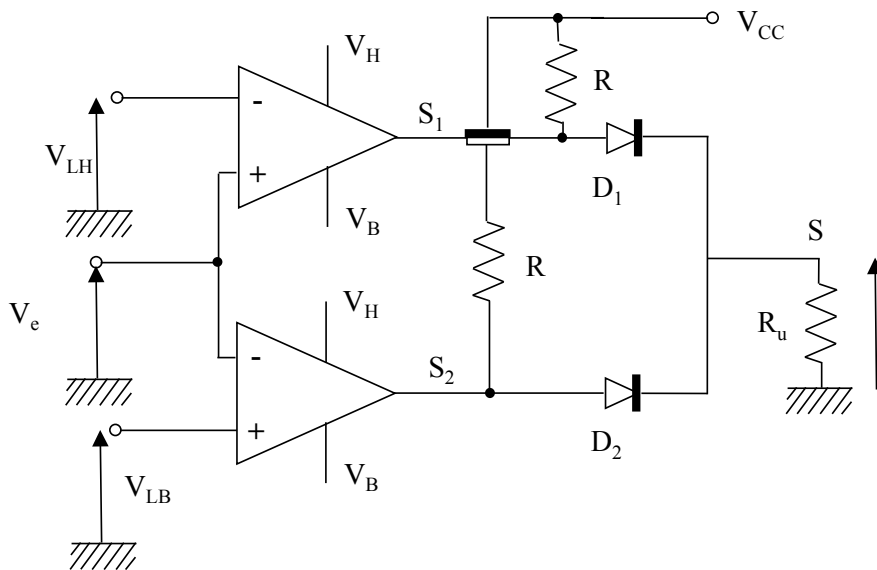


FIGURE 2.3.14 – Comparateur à fenêtre.

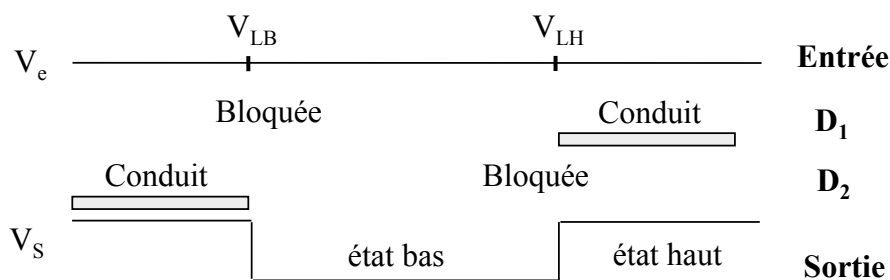


FIGURE 2.3.15 – Diagramme de conduction des diodes.

en considérant le montage de la figure 2.3.14. Dans ce montage  $V_{LB}$  et  $V_{LH}$  sont les limites basse et haute de la tension.

Pour des tensions  $v_e$  inférieures à  $V_{LH}$  la sortie  $S_1$  du comparateur 1 est à l'état bas, *i.e.*  $S_1 = 0$ , la diode  $D_1$  est bloquée. De même, pour des tensions  $v_e$  supérieures à  $V_{LB}$  la sortie  $S_2$  du comparateur 2 est à l'état bas, *i.e.*  $S_2 = 0$ , la diode  $D_2$  est bloquée. Le fonctionnement du montage est résumé dans le tableau 2.3.1. Pour connaître l'état de sortie  $S$  on peut tracer les diagrammes de conduction des diodes. Quand l'une d'entre elles sera conductrice, la sortie sera à l'état haut comme l'indique la figure 2.3.15.

Si l'on ajoute en sortie un transistor bipolaire avec une diode électro-luminescente sur le collecteur, comme le montre la figure 2.3.16, alors cette dernière s'éclairera dès que l'on s'écarte de la plage de tension déterminée par les consignes  $V_{LB}$  et  $V_{LH}$ .

TABLE 2.3.1 – Fonctionnement du comparateur à fenêtre.

$v_e < V_{LH}$	$S_1 = \text{Etat bas}$	$D_1$ bloquée
$v_e > V_{LH}$	$S_1 = \text{Etat haut}$	$D_1$ conductrice
$v_e < V_{LB}$	$S_2 = \text{Etat haut}$	$D_2$ conductrice
$v_e > V_{LB}$	$S_2 = \text{Etat bas}$	$D_2$ bloquée



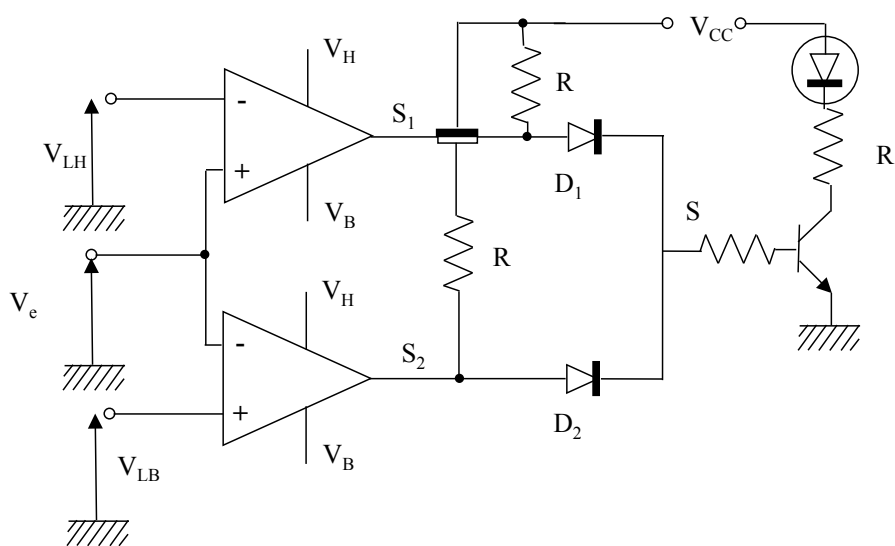


FIGURE 2.3.16 – Comparateur à fenêtre avec indication de l'état.

