

Conditionnement du signal
Les structures à base d'Amplificateurs Linéaires
Intégrés ALI

Lycée Richelieu
TSI 1
Année scolaire 2006 - 2007
Sébastien GERGADIER

19 juin 2007

Table des matières

1	Introduction sur les ALI	3
1.1	Généralités sur les ALI	3
1.1.1	Symbole et brochage	3
1.1.2	Caractéristique de transfert d'un ALI	4
1.1.3	Régimes de fonctionnement d'un ALI	5
1.1.4	Caractéristiques d'un ALI parfait	7
1.1.5	Imperfections d'un ALI	8
1.2	Rappels sur les dipôles passifs élémentaires	10
1.3	Notion de fonction de transfert	11
1.3.1	Diagramme de Bode	11
1.3.2	Diagramme de Bode asymptotique	13
2	Montages à ALI en régime non linéaire	15
2.1	Rappels sur le fonctionnement en régime non linéaire	15
2.2	Fonctionnement en comparateurs	15
2.2.1	Les comparateurs simples	16
2.2.2	Les comparateurs à hystérésis ou Trigger de Schmitt	18
2.2.3	Intérêt des comparateurs à hystérésis par rapport aux comparateurs simples	21
2.3	Fonctionnement en multivibrateurs	23
2.3.1	Présentation générale sur les multivibrateurs	23
2.3.2	Les multivibrateurs astables	23
2.3.3	Multivibrateurs astables à fréquence variable et rapport cyclique réglable	24
2.3.4	Les multivibrateurs monostables	26
3	Les montages à ALI en régime linéaire	29
3.1	Rappels sur le fonctionnement en régime linéaire	29
3.2	Les montages à diodes	29
3.2.1	Définition du redressement simple alternance positif sans seuil	29
3.2.2	Inconvénient d'un montage redresseur élémentaire	30
3.2.3	Le redresseur simple alternance positif sans seuil	30

3.2.4	Définition du redressement double alternance positif sans seuil	32
3.2.5	Le redresseur double alternance positif sans seuil	32
3.2.6	Les amplificateurs logarithmique et exponentiel	33
3.3	Les montages de base avec composants linéaires	35
3.3.1	Méthodologie d'étude des montages à ALI en régime linéaire	35
3.3.2	Amplificateur non-inverseur	36
3.3.3	Amplificateur suiveur	36
3.3.4	Amplificateur inverseur	37
3.3.5	Amplificateur de différence	38
3.3.6	Amplificateur sommateur	39
3.3.7	Amplificateur sommateur inverseur	40
3.3.8	Montage dérivateur théorique	41
3.3.9	Montage intégrateur théorique	42
3.4	Les générateurs de signaux	43

Chapitre 1

Introduction sur les Amplificateurs Linéaires Intégrés

1.1 Généralités sur les ALI

Les ALI (Amplificateur Intégré Linéaire) sont les circuits intégrés les plus utilisés en électronique analogique car ils permettent d'exécuter une large gamme de fonctions linéaires depuis la simple amplification jusqu'au calcul analogique complexe (intégration, dérivation, filtrage, multiplication, ...). On peut aussi l'exploiter dans des montages non linéaires tels que les redresseurs sans seuil, les comparateurs, les multivibrateurs, ...

C'est un composant constitué principalement de transistors (bipolaire auparavant et désormais MOS) et d'éléments électroniques de base tels que les résistances et les condensateurs. Il est couramment appelé aussi AOP pour Amplificateur OPérationnel.

1.1.1 Symbole et brochage

Un ALI est un amplificateur linéaire réalisé dans un circuit intégré alimenté par une source externe, très souvent symétrique ($\pm V_{cc}$) par rapport à la masse, ou bien mono tension. Les tensions d'alimentation sont généralement comprises entre 3 et 30V. Le symbole d'un ALI est donné sur la figure 1.1. Les broches d'alimentation apparaissent que très rarement sur les schémas de montage afin de ne pas surcharger ces derniers.

Un ALI dispose de 2 entrées, une première entrée notée E+, appelée entrée non inverseuse, et une seconde, notée E-, appelée entrée inverseuse. Le potentiel sur chacune de ces entrées par rapport à la masse sera noté V_+ et V_- respectivement. Il dispose d'une borne de sortie notée S, dont le potentiel par rapport à la masse sera noté V_s .

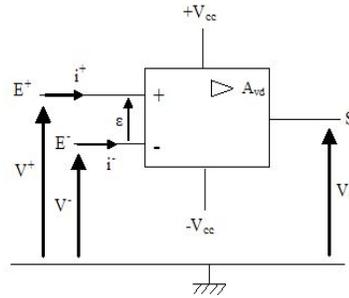


FIG. 1.1 – Symbole et montage d’un ALI en boucle ouverte.

1.1.2 Caractéristique de transfert d’un ALI

Comme son nom l’indique, un ALI est un amplificateur linéaire. Cette caractéristique se traduit par la relation suivante :

$$V_s = A_{vd} \cdot (V^+ - V^-) + A_{vc} \left(\frac{V^+ + V^-}{2} \right)$$

Le gain A_{vd} est appelé gain en mode différentiel, et A_{vc} est appelé gain en mode commun. Le gain en mode différentiel est prépondérant par rapport au gain en mode commun. En effet, l’ordre de grandeur de A_{vd} est de 100000, et l’ordre de grandeur de A_{vc} est de l’unité. De plus, les fabricants d’ALI proposent des composants disposant d’un gain de mode commun très faible, ce qui permet de le négliger. On a donc :

$$V_s = A_{vd} \cdot (V^+ - V^-) = A_{vd} \cdot \varepsilon \quad \text{avec} \quad \varepsilon = V^+ - V^-$$

La grandeur ε est parfois appelée tension d’entrée différentielle.

La caractéristique d’entrée-sortie ($V_s = f(\varepsilon)$) d’un ALI est donc linéaire tel que le montre la figure 1.2.

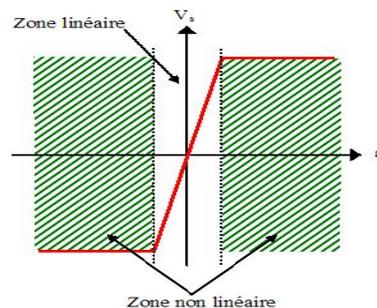


FIG. 1.2 – Caractéristique d’entrée-sortie ($V_s = f(\varepsilon)$) d’un ALI.

L'évolution de la tension de sortie étant limitée par la tension d'alimentation $\pm V_{cc}$, la dynamique de la tension d'entrée différentielle est donc de :

$$\varepsilon = \frac{\pm V_{cc}}{A_{vd}} \approx \pm 150 \mu V \quad (A_{vd} = 10^5)$$

L'ALI se comporte donc comme en amplificateur linéaire lorsque la tension différentielle est de l'ordre du microvolt. Cette dynamique étant très faible, il n'est jamais utilisé en boucle ouverte. Il est nécessaire de placer une boucle de réaction entre la sortie et une des 2 entrées. On parle de contre réaction lorsque cette liaison est raccordée sur l'entrée inverseuse, et de réaction positive lorsque cette réaction est raccordée à l'entrée non inverseuse. Le régime de fonctionnement diffère selon l'entrée sur laquelle la réaction est réalisée. C'est ce que nous allons montrer ci-dessous.

1.1.3 Régimes de fonctionnement d'un ALI

Fonctionnement en boucle fermée avec contre réaction

Le schéma de principe d'un fonctionnement en boucle fermée avec contre réaction est donné sur la figure 1.3.

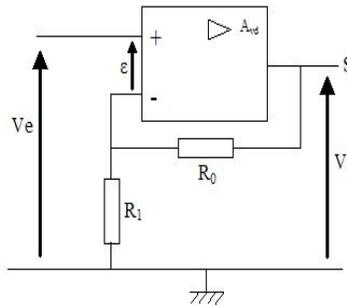


FIG. 1.3 – Schéma de principe d'un ALI en BF avec contre réaction.

Le fonctionnement de ce montage est régi par les équations suivantes :

$$\varepsilon = V_e - V^-$$

$$V_s = A_{vd} \cdot \varepsilon$$

Et en supposant, que le courant d'entrée dans la borne - est nul, on peut appliquer le pont diviseur de tension, ce qui donne :

$$V^- = k \cdot V_s \quad \text{avec} \quad k = \frac{R_1}{R_0 + R_1}$$

On peut donc modéliser le fonctionnement de ce montage par la figure 1.4.

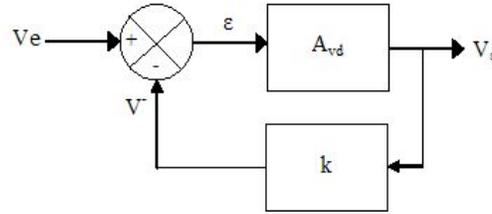


FIG. 1.4 – Modélisation d’un ALI en BF avec contre réaction.

Etude de la stabilité :

Si V_e est fixé, on a :

$$\begin{cases} Si & V_s \blacktriangleright \implies V^- \blacktriangleright \implies \varepsilon \blacktriangleleft \implies V_s \blacktriangleleft \\ Si & V_s \blacktriangleleft \implies V^- \blacktriangleleft \implies \varepsilon \blacktriangleright \implies V_s \blacktriangleright \end{cases}$$

Il y a donc compensation. Le point de fonctionnement du montage est donc stable. On dit que le fonctionnement de l’ALI est linéaire. Il fonctionne donc en amplificateur.

La fonction de transfert $\frac{V_s}{V_e}$ est donnée par la relation de Black :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_{vd}}{1 + k \cdot A_{vd}}$$

qui donne, dans le cas de notre montage à contre réaction :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_{vd}}{1 + \frac{R_1}{R_0 + R_1} \cdot A_{vd}} = \frac{A_{vd} \cdot (R_0 + R_1)}{(R_0 + R_1) + R_1 \cdot A_{vd}}$$

Or le gain en mode différentiel est très grand, donc cette expression peut se simplifier en passant à la limite :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(R_0 + R_1)}{R_1} = \frac{1}{k}$$

La fonction de transfert $\frac{V_s}{V_e}$ est donc indépendante de l’ALI, et ne dépend que des composants extérieurs à l’ALI.

Fonctionnement en boucle fermée avec réaction positive

Le schéma de principe d’un fonctionnement en boucle fermée avec réaction positive est donné sur la figure 1.5.

Le fonctionnement de ce montage est régi par les équations suivantes :

$$\varepsilon = V^+ - V^-$$

$$V_s = A_{vd} \cdot \varepsilon$$

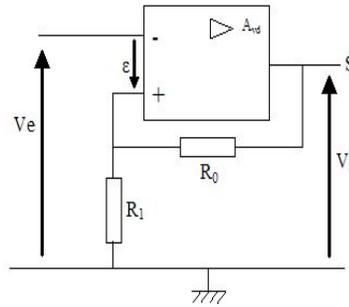


FIG. 1.5 – Schéma de principe d’un ALI en BF avec réaction positive.

Et en supposant, que le courant d’entrée dans la borne - est nul, on peut appliquer le pont diviseur de tension, ce qui donne :

$$V^+ = k.V_s \quad \text{avec} \quad k = \frac{R_1}{R_0 + R_1}$$

On peut donc modéliser le fonctionnement de ce montage par la figure 1.6.

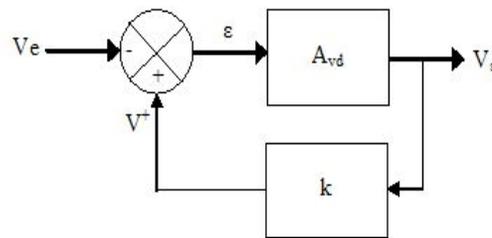


FIG. 1.6 – Modélisation d’un ALI en BF avec réaction positive.

Etude de la stabilité :

Si V_e est fixé, on a :

$$\begin{cases} \text{Si } V_s \blacktriangleright \implies V^+ \blacktriangleright \implies \epsilon \blacktriangleright \implies V_s \blacktriangleright \implies +V_{cc} \\ \text{Si } V_s \blacktriangleleft \implies V^+ \blacktriangleleft \implies \epsilon \blacktriangleleft \implies V_s \blacktriangleleft \implies -V_{cc} \end{cases}$$

Il n’y a donc pas de compensation. Le point de fonctionnement du montage est donc instable et oscillera entre $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$ en fonction du signe de ϵ . On dit que l’ALI fonctionne en régime non linéaire ou en saturation.

1.1.4 Caractéristiques d’un ALI parfait

Un amplificateur linéaire intégré est dit parfait, s’il possède les caractéristiques suivantes :

- Une impédance d'entrée différentielle Z_e infinie, donc les courants d'entrées sont nuls :

$$i^+ = i^- = 0$$

- Une impédance de sortie Z_s nulle ;
- Une amplification différentielle A_{vd} infinie quelque soit la fréquence des signaux d'entrées. Donc en régime linéaire (avec contre réaction), $\varepsilon = 0$, soit en fait :

$$\varepsilon = 0 \implies V^+ = V^-$$

1.1.5 Imperfections d'un ALI

Comme tous les composants, un ALI n'est pas parfait, il a donc des imperfections.

Parmi les plus importantes, on peut noter :

- Les courants d'entrées ne sont pas nuls, en général de l'ordre du nano ou du picoAmpère ;
- Existence d'une tension d'offset qui est amplifiée, et conduit la tension de sortie à $\pm V_{cc}$ avec $V^+ = V^- = 0$. L'ordre de grandeur de cette tension d'offset est de 3mV pour un TL081.
- L'amplification différentielle A_{vd} n'est pas infinie, et dépend de la fréquence. Elle peut se mettre, en première approximation sous la forme d'une fonction de transfert du premier ordre telle que :

$$A_{vd} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

avec A_0 l'amplification statique (de l'ordre de 10^5), et f_0 (de l'ordre de la dizaine d'Hertz), la fréquence de transition. Lorsque l'ALI est utilisé avec une contre réaction (fonctionnement linéaire), tel que le montre la figure 1.7, et à l'aide de la relation de Black, on a :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}}{1 + k \cdot \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}} = \frac{\frac{A_0}{1 + k \cdot A_0}}{1 + j \cdot \frac{f}{(1 + A_0 \cdot k) \cdot f_0}} = \frac{A'_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f'_0}}$$

avec :

$$\begin{cases} A'_0 = \frac{A_0}{1 + k \cdot A_0} \\ f'_0 = (1 + A_0 \cdot k) \cdot f_0 \end{cases}$$

On peut remarquer que le produit Gain statique par bande passante (de 0 à la fréquence de transition) est constant. En effet, on a :

$$A_0 \cdot f_0 = A'_0 \cdot f'_0 = GBW = \text{constante}$$

La grandeur GBW est appelée produit gain bande et est une des caractéristiques d'un ALI et s'exprime en MHz.

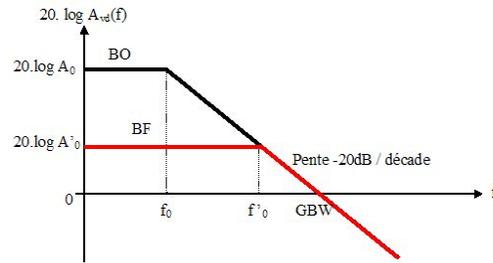


FIG. 1.7 – Modélisation d’un ALI en boucle fermée avec contre réaction avec $A_{vd}(f)$.

Cette caractéristique pose un problème si l’on désire des amplifications importantes à des fréquences élevées.

- Les signaux de sortie ne peuvent pas varier instantanément lorsque la fréquence est importante en raison des capacités parasites. C’est le SLEW RATE, et est noté SR . La pente $\left| \frac{dV_s(t)}{dt} \right|$ du signal de sortie V_s est limitée à $\left| \frac{dV_s(t)}{dt} \right| \leq SR$. Cette caractéristique limite le domaine de fréquence dans le cas de signaux sinusoïdaux et créneaux. Ce phénomène est explicité sur la figure 1.8.

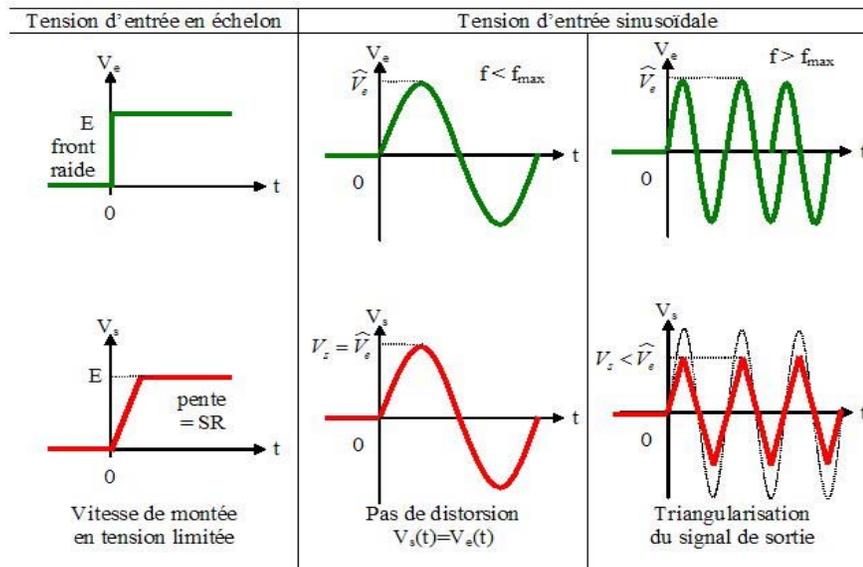


FIG. 1.8 – Explicitation du phénomène de Slew Rate.

1.2 Rappels sur les dipôles passifs élémentaires

En électronique analogique, les montages sont constitués essentiellement de dipôles passifs. Un dipôle est dit passif s'il ne nécessite pas une alimentation externe pour fonctionner. Ces dipôles passifs sont :

- Les résistances électriques parfaites R ;
- Les condensateurs parfaits C ;
- Les inductances parfaites L .

Ces dipôles parfaits présentent pour des signaux sinusoïdaux, une impédance complexe \underline{Z} en fonction de la pulsation ω , de la tension à leurs bornes \underline{U} et du courant \underline{I} qui les traversent tels que :

$$\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I}$$

On travaille parfois avec les admittances complexe \underline{Y} défini par :

$$\underline{I} = \underline{Y} \cdot \underline{U}$$

donc avec :

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}}$$

Les impédances et les admittances complexes des dipôles passifs parfaits sont fournies par le tableau de la figure 1.9.

Résistance	Condensateur	Inductance
$\underline{Z} = R$	$\underline{Z} = \frac{1}{jC\omega}$	$\underline{Z} = jL\omega$
$\underline{Y} = \frac{1}{R}$	$\underline{Y} = jC\omega$	$\underline{Y} = \frac{1}{jL\omega}$

FIG. 1.9 – Impédance et admittance des dipôles passifs.

En réalité, ces composants ne sont pas parfaits, et leurs comportements dépend de la pulsation. En effet, une bobine d'inductance L peut être modélisée par la mise en série d'une inductance L avec une résistance r représentant la résistance électrique du bobinage. De la même façon, un condensateur de capacité C peut être modélisé par une mise en série de la capacité C avec une résistance ESR appelée Résistance Equivalente Série. Durant ce cours, nous supposons que les dipôles passifs sont parfaits.

1.3 Notion de fonction de transfert

On appelle fonction de transfert FT la relation qui relie le signal de sortie \underline{V}_s au signal d'entrée \underline{V}_e . Cette relation s'exprime en fonction des dipôles passifs constituant le montage, et généralement de la pulsation ω des signaux. On la nomme parfois, lorsque seules des résistances interviennent en dehors de l'ALI, la loi d'entrée-sortie.

1.3.1 Diagramme de Bode

Lorsque la fonction de transfert est complexe et dépendante de la pulsation ω des signaux, il est d'usage de tracer son diagramme de BODE. On peut en effet la représenter sous sa forme exponentielle :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = H(j\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}$$

où :

$$\begin{cases} H(j\omega) & \text{représente le module à la pulsation } \omega \\ \varphi(j\omega) & \text{représente la phase à la pulsation } \omega \end{cases}$$

La fonction de transfert est donc représentée par un nombre complexe, telle que :

$$H(j\omega) = |\underline{H}(j\omega)| = \frac{V_s}{V_e}$$

et :

$$\varphi(j\omega) = \text{Arg}(\underline{H}(j\omega)) = \text{Arg}(\underline{V}_s) - \text{Arg}(\underline{V}_e)$$

Il est de coutume de tracer le gain exprimé en décibel plutôt que le module, le gain en décibel est exprimé par :

$$G_{dB}(j\omega) = 20 \cdot \log(|H(j\omega)|)$$

Un diagramme de Bode est donc constitué de 2 courbes, celle du gain G_{dB} exprimée en décibel (dB) en fonction de la pulsation, et celle de la phase φ de même en fonction de la pulsation.

Le tracé de ces 2 courbes est fait sur un graphique semilogarithmique tel que le montre la figure 1.10.

Exemple :

On considère la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$ telle que :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{K}{1 + jRC\omega}$$

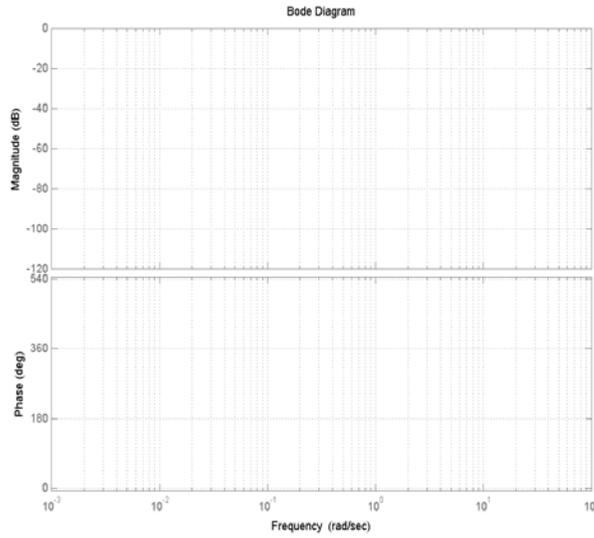


FIG. 1.10 – Support des tracés du diagramme de Bode.

Cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme exponentielle telle que :

$$\underline{H}(j\omega) = H(j\omega).e^{j\varphi(\omega)}$$

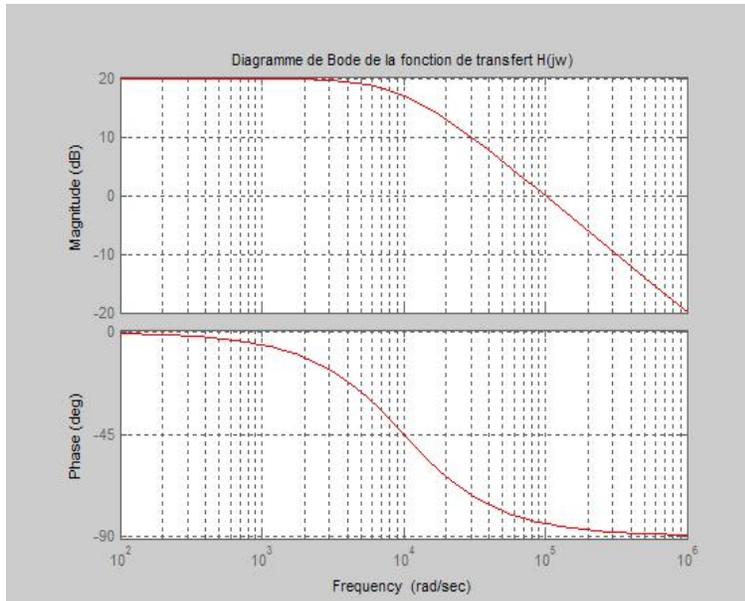
avec :

$$\begin{cases} H(j\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}} \\ \varphi(j\omega) = -\arctan(RC\omega) \end{cases}$$

Le gain en décibel s'exprime donc par :

$$\begin{aligned} G_{db} &= 20.\log(|H(j\omega)|) \\ &= 20.\log\left(\frac{K}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}}\right) \\ &= 20.\log(K) - 20.\log(\sqrt{1+(RC\omega)^2}) \\ &= 20.\log(K) - 10.\log(1+(RC\omega)^2) \end{aligned}$$

Le diagramme de Bode de la fonction transfert $\underline{H}(j\omega)$ est donné figure 1.11 pour $K = 10$, $R = 10k\Omega$ et $C = 10nF$.

FIG. 1.11 – Diagramme de Bode de la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$.

1.3.2 Diagramme de Bode asymptotique

Parfois, au lieu de tracer précisément et rigoureusement le diagramme de Bode, il est simplement nécessaire de tracer le diagramme asymptotique de Bode.

Ce tracé consiste en l'étude de la fonction de transfert pour différentes pulsations (ou fréquences). En reprenant la fonction de transfert proposée dans l'exemple, et en posant :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Celle ci devient :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{K}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

– Pour $\omega \ll \omega_0$ ($\frac{\omega}{\omega_0} \ll 1$) :

La fonction de transfert devient :

$$\underline{H}(j\omega) = K$$

Etude du gain :

Le gain s'exprime donc par :

$$G_{dB_{\omega \ll \omega_0}} = 20 \cdot \log(K)$$

Or, K est une constante (gain statique), donc le gain est aussi une constante (indépendant de la pulsation ω).

Etude de la phase :

La phase s'exprime donc par :

$$\varphi_{\omega \ll \omega_0} = \text{Arg}(K) = 0 \quad \text{si } K \text{ positif}$$

– Pour $\omega \gg \omega_0$ ($\frac{\omega}{\omega_0} \gg 1$) :

La fonction de transfert devient :

$$G_{dB_{\omega \gg \omega_0}} = 20. \log\left(\left| \frac{K}{j \frac{\omega}{\omega_0}} \right|\right)$$

Etude du gain :

Le gain s'exprime donc par :

$$G_{dB_{\omega \gg \omega_0}} = 20. \log(K \cdot \omega_0) - 20. \log(\omega)$$

Or, K et ω_0 sont des constantes (gain statique et pulsation de coupure), donc le gain est une fonction linéaire de $\log \omega$, ce qui correspond à une droite ayant pour coefficient directeur -20 . On dit que la pente est de $-20dB$ par décade.

Etude de la phase :

La phase s'exprime donc par :

$$\varphi_{\omega \gg \omega_0} = \text{Arg}(K) - \text{Arg}\left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right) = -\frac{\pi}{2} \quad \text{si } K \text{ positif}$$

Le diagramme asymptotique de Bode est représenté sur la figure 1.12.

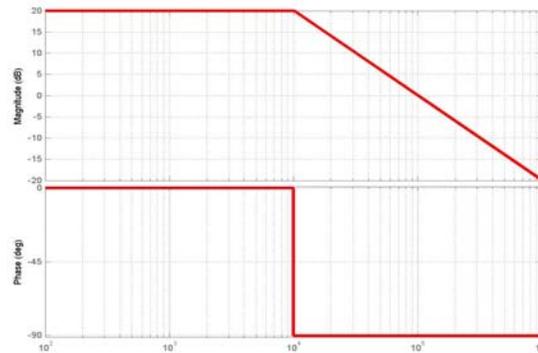


FIG. 1.12 – Diagramme de Bode asymptotique de la fonction de transfert $\underline{H}(j\omega)$.

Chapitre 2

Les montages de bases avec ALI en régime non linéaire

2.1 Rappels sur le fonctionnement en régime non linéaire

La première possibilité pour faire fonctionner un ALI en régime non linéaire, est de le faire fonctionner en boucle ouverte, avec une tension d'entrée différentielle supérieure à $\pm \frac{V_{cc}}{A_{dv}}$. C'est le principe des comparateurs simples. La seconde possibilité est de réaliser une réaction entre la sortie et l'entrée non inverseuse de l'ALI. Cette réaction appelée réaction positive à pour objectif de faire fonctionner l'ALI en régime non linéaire, c'est à dire, que la tension de sortie V_s ne peut prendre que deux valeurs possibles. C'est le principe des comparateurs à hystérésis. Dans les 2 cas possibles, la tension de sortie V_s est fonction du signe de la tension d'entrée différentielle ϵ :

$$\begin{cases} Si & \epsilon > 0 & \Rightarrow & V_s = +V_{cc} \\ Si & \epsilon < 0 & \Rightarrow & V_s = -V_{cc} \end{cases}$$

On supposera durant tout ce chapitre, sauf précisions explicites, que les ALI utilisés sont parfaits.

2.2 Fonctionnement en comparateurs

L'objectif des comparateurs, comme leurs noms l'indiquent, est de comparer un signal variable dans le temps à un autre signal, généralement constant. On distingue, comme on l'a précisé précédemment, les comparateurs simples où le seuil de comparaison est unique et les comparateurs à hystérésis où 2 seuils de comparaisons interviennent.

2.2.1 Les comparateurs simples

Comparateur inverseur

Le montage de base d'un comparateur inverseur est donné ci-dessous sur la figure 2.1.

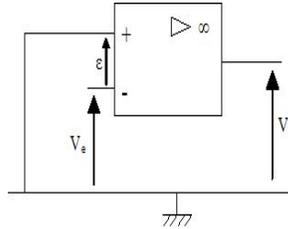


FIG. 2.1 – Schéma de montage d'un comparateur inverseur.

$$\begin{cases} V_e > 0 \implies \epsilon < 0 \implies V_s = -V_{cc} \\ V_e < 0 \implies \epsilon > 0 \implies V_s = +V_{cc} \end{cases}$$

La fonction de transfert ou loi d'entrée-sortie d'un montage comparateur inverseur est donnée sur la figure 2.2.

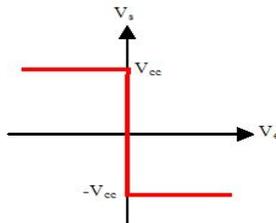


FIG. 2.2 – Loi d'entrée-sortie d'un comparateur inverseur.

Comparateur non-inverseur

Le montage de base d'un comparateur non-inverseur est donné ci-dessous sur la figure 2.3.

$$\begin{cases} V_e > 0 \implies \epsilon > 0 \implies V_s = +V_{cc} \\ V_e < 0 \implies \epsilon < 0 \implies V_s = -V_{cc} \end{cases}$$

La fonction de transfert ou loi d'entrée-sortie d'un montage comparateur non-inverseur est donnée sur la figure 2.4.

Les deux montages étudiés ci-dessus, permettent la comparaison d'un signal d'entrée V_e par rapport à un seuil nul. Ces 2 montages permettent donc de déterminer le signe du signal d'entrée V_e .

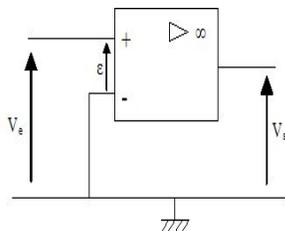


FIG. 2.3 – Schéma de montage d'un comparateur non-inverseur.

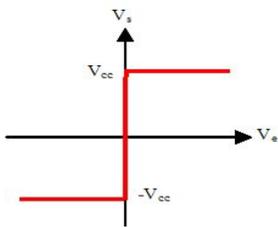


FIG. 2.4 – Loi d'entrée-sortie d'un comparateur non-inverseur.

Il est cependant tout à fait possible de comparer un signal d'entrée à un signal constant noté V_{ref} . Le schéma de principe d'un tel comparateur est donné sur la figure 2.5.

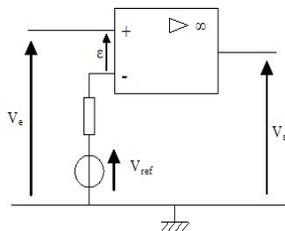


FIG. 2.5 – Schéma de principe d'un montage non-inverseur à seuil non nul.

$$\begin{cases} V_e > V_{ref} \implies \epsilon > 0 \implies V_s = +V_{cc} \\ V_e < V_{ref} \implies \epsilon < 0 \implies V_s = -V_{cc} \end{cases}$$

La fonction de transfert ou loi d'entrée-sortie d'un montage comparateur non-inverseur à seuil non nul est donnée sur la figure ??.

Il existe aussi bien sur, un montage comparateur inverseur à seuil non nul.

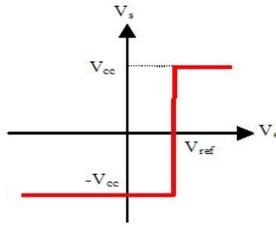


FIG. 2.6 – Loi d’entrée-sortie d’un comparateur non-inverseur à seuil non nul.

Limitations des performances

Les études faites précédemment ne tiennent pas compte de la fréquence des signaux d’entrées (V_e). Lorsque celle-ci dépasse la centaine de kilohertz (dépend de l’ALI), le Slew Rate intervient. Cette imperfection modifie la forme du signal de sortie V_s , en observant des pentes non infinies aux moments des changements.

2.2.2 Les comparateurs à hystérésis ou Trigger de Schmitt

L’objectif des comparateurs à hystérésis appelé aussi trigger de Schmitt, est de comparer un signal d’entrée V_e à 2 seuils fixes. Les seuils seront notés V_h et V_b respectivement pour le seuil Haut et Bas.

Trigger non-inverseur

Le montage de base d’un comparateur à hystérésis non-inverseur est donné ci-dessous sur la figure 2.7.

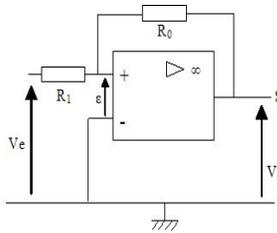


FIG. 2.7 – Schéma de montage d’un comparateur à hystérésis non-inverseur.

En appliquant le théorème de Millman au point de l’entrée non inverseuse, on obtient :

$$V^+ = \varepsilon = \frac{\frac{V_s}{R_0} + \frac{V_e}{R_1}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1}} = \frac{R_1 \cdot V_s + R_0 \cdot V_e}{R_0 + R_1}$$

La tension de sortie V_s est égale à $+V_{cc}$ si $\varepsilon > 0$, c'est à dire pour :

$$\frac{R_1 \cdot V_{cc} + R_0 \cdot V_e}{R_0 + R_1} > 0$$

Soit lorsque :

$$V_e > -\frac{R_1}{R_0} \cdot V_{cc} = V_b$$

La tension de sortie V_s est égale à $-V_{cc}$ si $\varepsilon < 0$, c'est à dire pour :

$$\frac{R_1 \cdot V_{cc} + R_0 \cdot V_e}{R_0 + R_1} < 0$$

Soit lorsque :

$$V_e < \frac{R_1}{R_0} \cdot V_{cc} = V_h$$

La fonction de transfert ou loi d'entrée-sortie d'un montage comparateur à hystérésis non-inverseur est donnée sur la figure 2.8.

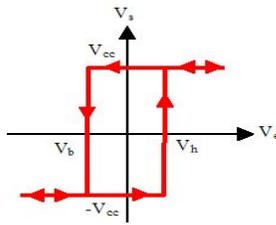


FIG. 2.8 – Loi d'entrée-sortie d'un comparateur à hystérésis non-inverseur.

Trigger inverseur

Le montage de base d'un comparateur à hystérésis inverseur est donné ci-dessous sur la figure 2.9.

En appliquant le théorème de Millman au point de l'entrée non inverseuse, on obtient :

$$V^+ = \varepsilon + V_e = \frac{\frac{V_s}{R_0}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1}} = \frac{R_1 \cdot V_s}{R_0 + R_1}$$

La tension de sortie V_s est égale à $+V_{cc}$ si $\varepsilon > 0$, c'est à dire pour :

$$\frac{R_1 \cdot V_{cc}}{R_0 + R_1} - V_e > 0$$

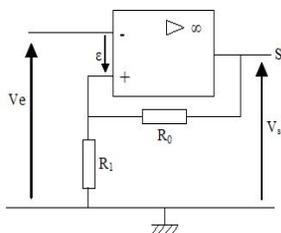


FIG. 2.9 – Schéma de montage d'un comparateur à hystérésis inverseur.

Soit lorsque :

$$V_e < \frac{R_1}{R_0 + R_1} \cdot V_{cc} = V_h$$

La tension de sortie V_s est égale à $-V_{cc}$ si $\varepsilon < 0$, c'est à dire pour :

$$\frac{-R_1 \cdot V_{cc}}{R_0 + R_1} - V_e < 0$$

Soit lorsque :

$$V_e > -\frac{R_1}{R_1 + R_0} \cdot V_{cc} = V_b$$

La fonction de transfert ou loi d'entrée-sortie d'un montage comparateur à hystérésis inverseur est donnée sur la figure 2.10.

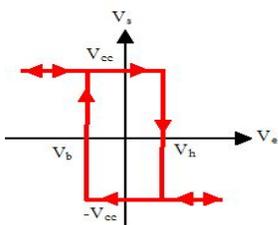


FIG. 2.10 – Loi d'entrée-sortie d'un comparateur à hystérésis inverseur.

Règle de sens de parcours

Il faut définir une règle de sens de parcours du cycle d'hystérésis (loi d'entrée/sortie). Cette règle peut se présenter comme suit :

LE PREMIER SEUIL RENCONTRÉ EST IGNORÉ, ON BASCULE AU SECOND.

Modification des seuils de basculement

Comme pour les montages comparateurs simples, il est possible de décaler le centre du cycle d'hystérésis. L'entrée inverseuse, au lieu d'être reliée à la masse, est reliée à un générateur de tension de valeur V_{ref} .

La figure 2.11 montre un montage à trigger de Schmitt non inverseur, permettant d'obtenir des seuils non symétriques par rapport à 0. La symétrie se trouve au niveau de V_{ref} .

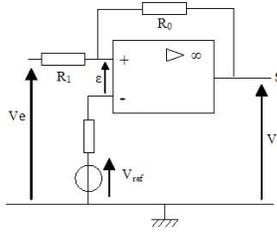


FIG. 2.11 – Montage trigger non inverseur à seuils non symétriques.

Si l'on applique le théorème de Millman sur l'entrée non inverseuse, on obtient :

$$V^+ = \varepsilon + V_{ref} = \frac{R_1 \cdot V_s + R_0 \cdot V_e}{R_0 + R_1}$$

La tension de sortie V_s vaut $+V_{cc}$ tant que $\varepsilon \geq 0$, c'est à dire si :

$$\frac{R_1 \cdot V_{cc} + R_0 \cdot V_e}{R_0 + R_1} - V_{ref} > 0$$

Donc pour :

$$V_e > \left(1 + \frac{R_1}{R_0}\right) \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_0} \cdot V_{cc}$$

On démontrerait de même que la tension de sortie $V_s = -V_{cc}$ si :

$$V_e < \left(1 + \frac{R_1}{R_0}\right) \cdot V_{ref} + \frac{R_1}{R_0} \cdot V_{cc}$$

La loi d'entrée/sortie de ce montage est donné en figure 2.12.

La largeur du cycle d'hystérésis est donc de :

$$\Delta V = \frac{2 \cdot R_1}{R_0} \cdot V_{cc}$$

2.2.3 Intérêt des comparateurs à hystérésis par rapport aux comparateurs simples

L'avantage des montages Trigger est qu'ils permettent d'obtenir des signaux de sortie sans rebonds lorsque le signal d'entrée est bruité. En effet,

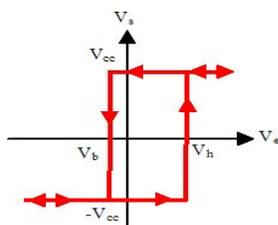


FIG. 2.12 – Loi d'entrée-sortie d'un comparateur à hystérésis non inverseur à seuils non symétriques.

le signal traité par ces montages est le signal informatif ainsi que le bruit généré par des composants extérieurs par exemple. La figure 2.13 donne un exemple où le fonctionnement d'un simple comparateur à seuil unique n'est pas satisfaisant.

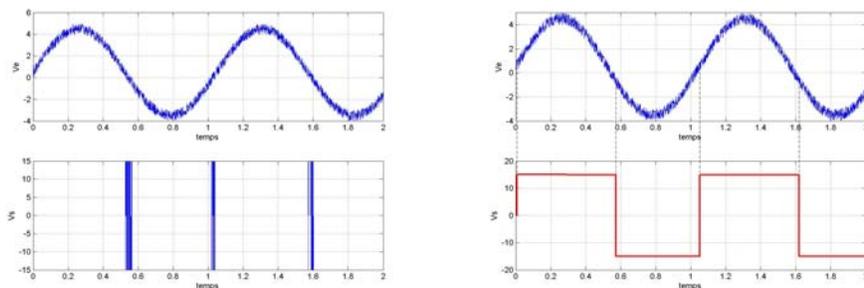


FIG. 2.13 – Transformation d'un signal bruité issu d'un capteur en un signal à deux niveaux.

Les montages à comparateurs sont très utilisés pour la détection d'un niveau de tension de référence fourni par un capteur, et aussi pour le conditionnement du signal, soit la transformation d'un signal analogique variable en un signal numérique à deux niveaux pour permettre son traitement logique. C'est le cas par exemple, lors de la réception d'un signal transmis sur un support physique de transmission. En effet, le signal reçu est déformé (Amplitude et Phase), et pour un traitement correct par le récepteur, celui-ci doit tout d'abord être mis en forme.

2.3 Fonctionnement en multivibrateurs

2.3.1 Présentation générale sur les multivibrateurs

Un multivibrateur (ou bascule) est un circuit qui possède 2 états de fonctionnement. Selon la stabilité de ces états, on distingue :

- Les multivibrateurs astables :
C'est un générateur autonome, délivrant une tension de sortie rectangulaire, périodique, évoluant entre deux états instables. Il est aussi appelé oscilateur à relaxation. La durée des deux états de sortie est définie par un circuit RC.
- Les multivibrateurs monostables :
Un multivibrateur monostable délivre en sortie une impulsion de durée calibrée par un circuit RC qui lui est associé. Cette impulsion est déclenchée à partir d'un signal approprié sur l'entrée (généralement un front montant ou descendant).

2.3.2 Les multivibrateurs astables

Le montage d'un multivibrateur astable est donné figure 2.14 et est composé d'un montage trigger inverseur et d'un circuit RC dit intégrateur.

L'ALI fonctionne en comparateur, donc en régime non linéaire, en raison de la boucle de réaction positive. La tension de sortie va donc osciller entre $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$.

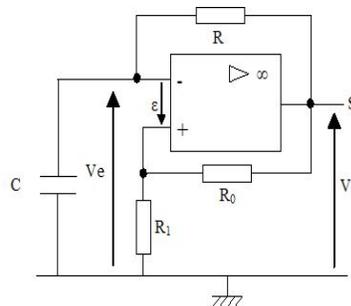


FIG. 2.14 – Schéma de montage d'un multivibrateur astable.

Calcul de la période

On suppose que le condensateur C est totalement déchargé à l'instant initial.

Or, il ne reviendra jamais à cet état dans ce type de montage. Il en résulte une zone de démarrage qui ne se reproduit pas au cours du fonctionnement.

C'est le régime transitoire.

En régime permanent, la période T de l'oscillateur est égale à la somme des durées t_1 et t_2 , respectivement d'un état bas et d'un état haut de la tension de sortie V_s .

On prend comme nouvelle origine des temps ($t = 0$) l'instant d'un basculement, par exemple, la tension de sortie V_s passe de $+V_{cc}$ à $-V_{cc}$. Ce basculement s'est produit car $V_e(t = 0) = V_h$.

À partir de cet instant, le condensateur se charge à travers la résistance R sous une tension $-V_{cc}$.

L'équation différentielle vérifiée par $V_e(t)$ s'écrit :

$$RC \cdot \frac{dV_e}{dt} + V_e = -V_{cc}$$

dont la solution est, en tenant compte de $V_e(t = 0) = V_h$:

$$V_e(t) = (V_h + V_{cc}) \cdot e^{-\frac{t}{RC}} - V_{cc}$$

Dans ces conditions, la tension $V_e(t)$ décroît exponentiellement à partir de V_h pour tendre vers $-V_{cc}$ qu'elle n'atteindra pas. En effet, à l'instant $t = t_1$, la tension $V_e(t)$ atteindra la valeur $V_e(t = t_1) = V_b$ et un nouveau basculement se produira, entraînant la tension de sortie V_s de $-V_{cc}$ à $+V_{cc}$.

La durée t_1 s'obtient en écrivant que :

$$V_e(t_1) = (V_h + V_{cc}) \cdot e^{-\frac{t_1}{RC}} - V_{cc} = V_b$$

D'où :

$$t_1 = RC \cdot \ln\left(\frac{V_h + V_{cc}}{V_b + V_{cc}}\right) = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_0}\right)$$

Les créneaux étant symétriques, la durée t_2 est égale à t_1 . On a donc l'expression de la période T de l'oscillateur définit par :

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_0}\right)$$

Les allures des signaux $V_e(t)$ et $V_s(t)$ pour un multivibrateur astable sont données sur la figure 2.15.

2.3.3 Multivibrateurs astables à fréquence variable et rapport cyclique réglable

Le montage astable étudié ci-dessus permet d'obtenir des signaux créneaux périodiques de rapport cyclique $\alpha = 0.5$ constant et de période T réglable par la résistance R . Cependant, lorsque l'on désire un rapport cyclique α réglable, le montage étudié ci-dessus, ne le permet pas.

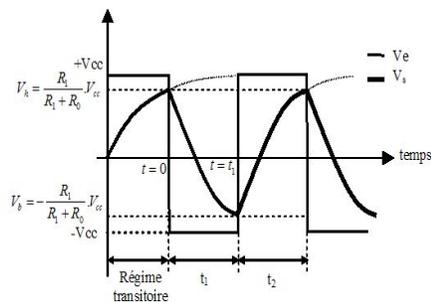


FIG. 2.15 – Chronogrammes d’un multivibrateur astable.

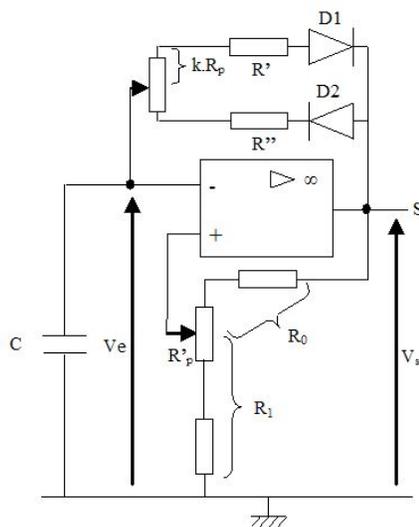


FIG. 2.16 – Montage d’un multivibrateur astable permettant le réglage du rapport cyclique.

On a donc recours au montage de la figure 2.16.

Le rapport cyclique est défini par :

$$\alpha = \frac{t_2}{T} = \frac{t_2}{t_1 + t_2}$$

La durée t_2 du niveau haut est déterminée par la charge du condensateur C à travers une résistance sous la tension $V_s = +V_{cc}$. Elle sera différente de t_1 si la charge du condensateur sous $-V_{cc}$ ne se fait pas avec la même constante de temps.

On y parvient avec l’aiguillage à diodes D_1 et D_2 . En effet, si :

- Si D_1 est passante :

$$t_1 = [R' + k.R_p].C.ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_0}\right)$$

– Si D_2 est passante :

$$t_2 = [R'' + (1 - k).R_p].C.ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_0}\right)$$

Le rapport cyclique est alors défini par :

$$\alpha = \frac{R'' + (1 - k)R_p}{R' + R'' + R_p}$$

et est une fonction de la position du curseur du potentiomètre R_p .

On modifie donc la période de l'oscillateur T , donc sa fréquence f , en agissant sur le rapport $\frac{R_1}{R_0}$ grâce au potentiomètre R'_p . C'est à dire en changeant les seuils de basculement du trigger inverseur.

2.3.4 Les multivibrateurs monostables

Le montage d'un multivibrateur monostable est donné sur la figure 2.17.

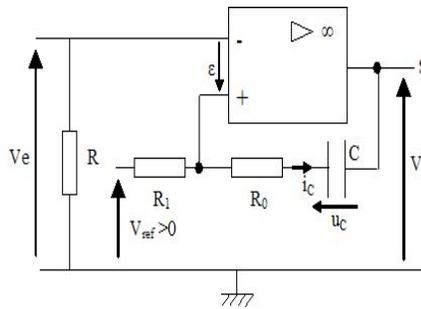


FIG. 2.17 – Montage d'un multivibrateur monostable.

En l'absence de tension d'entrée V_e , ce montage possède un état stable lorsque la tension aux bornes du condensateur C notée u_c est constante.

En effet, si la tension aux bornes du condensateur est constante, le courant i_C qui le traverse est nul. En l'absence de tension d'entrée V_e , on a :

- L'entrée E^+ est au potentiel de la masse par R , donc : $V^- = 0$.
- Le condensateur se comporte comme un circuit ouvert pendant cette phase ($i_C = 0$), donc : $V^+ = +V_{cc}$ Donc :

$$\varepsilon = V^+ - V^- = V_{ref} > 0 \implies V_s = +V_{cc}$$

La tension aux bornes du condensateur vaut donc :

$$u_C = V_{ref} - V_{cc}$$

Calcul de la durée de l'impulsion T

On suppose qu'à l'instant $t = 0$, une impulsion positive V_e est appliquée d'amplitude supérieure à V_{ref} . Cette impulsion impose momentanément $\varepsilon < 0$. La tension de sortie bascule alors de $+V_{cc}$ (état stable) à $-V_{cc}$.

Un premier régime transitoire **1** prend naissance dans le circuit R_0 , R_1 et C .

En posant $\tau = (R_0 + R_1)C$, on montre que l'équation différentielle satisfaite par la tension aux bornes du condensateur u_C est :

$$\tau \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + u_C(t) = V_{ref} + V_{cc}$$

Cette équation différentielle du premier ordre à coefficient constant, a pour solution :

$$u_C(t) = V_{ref} + V_{cc} \cdot \left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

Le potentiel de l'entrée non inverseuse s'exprime par :

$$V^+ = V_{ref} - R_1 C \cdot \frac{du_C(t)}{dt}$$

soit, en remplaçant par l'expression de la tension aux bornes du condensateur durant cette phase :

$$V^+ = V_{ref} - \frac{2R_1}{R_0 + R_1} \cdot V_{cc} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Immédiatement après la suppression de l'impulsion ($V_e = 0$), à un instant noté $t = 0^+$, on doit avoir $V_s = -V_{cc}$, ce qui impose :

$$\varepsilon(0^+) = V^+(0^+) = V_{ref} - \frac{2R_1}{R_0 + R_1} \cdot V_{cc} < 0$$

Soit :

$$V_{ref} < \frac{2R_1}{R_0 + R_1} \cdot V_{cc}$$

À l'instant $t = T$, la tension V^+ s'annule. En portant ces valeurs dans l'équation donnant $V^+(t)$, on obtient :

$$T = (R_0 + R_1) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2R_1}{R_0 + R_1} \cdot \frac{V_{cc}}{V_{ref}}\right)$$

À cet instant, $\varepsilon = 0$, la tension de sortie V_s reprend la valeur stable $V_s = V_{cc}$. Un nouveau régime transitoire **2** succède à ce second basculement. L'analyse est identique à la précédente.

Les chronogrammes de fonctionnement du montage monostable sont donnés ci-dessous sur la figure 2.18.

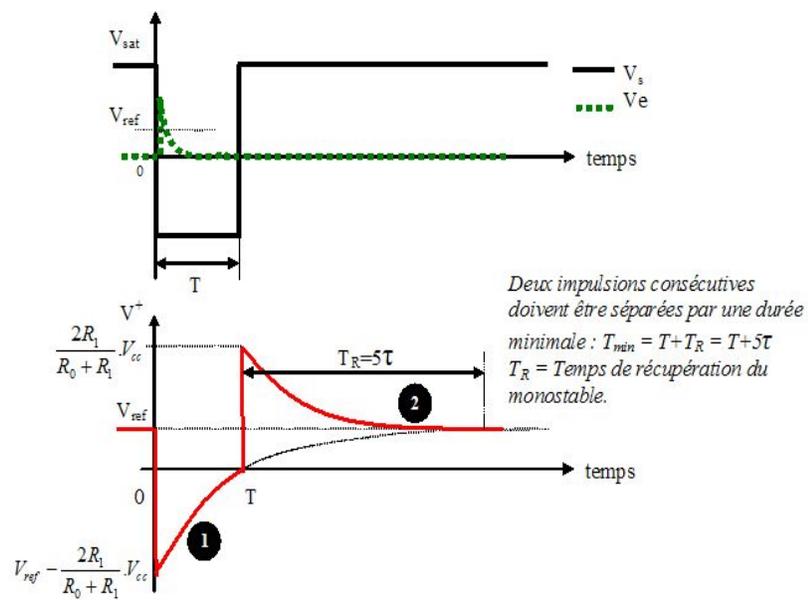


FIG. 2.18 – Chronogrammes d'un multivibrateur monostable.

Chapitre 3

Les montages à ALI en régime linéaire

3.1 Rappels sur le fonctionnement en régime linéaire

Un ALI fonctionne en régime linéaire s'il existe une contre-réaction, c'est à dire une liaison électrique entre la sortie S et l'entrée inverseuse E^- .

Dans ces conditions et s'il est considéré comme parfait, on a donc :

$$\begin{cases} \varepsilon = 0 \\ V^+ = V^- \\ i^+ = i^- = 0 \\ A_{vd} \implies \infty \end{cases}$$

3.2 Les montages à diodes

3.2.1 Définition du redressement simple alternance positif sans seuil

Un redresseur simple alternance positif sans seuil est un montage pour lequel :

$$V_s = \begin{cases} V_e & \text{si } V_e > 0 \\ 0 & \text{si } V_e < 0 \end{cases}$$

Sa caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ ou loi d'entrée-sortie est donnée sur la figure 3.1.

Il est possible de déterminer la relation mathématique reliant la tension de sortie V_S à la tension d'entrée V_e en utilisant la fonction $sign(x)$ définie par :

$$sign(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

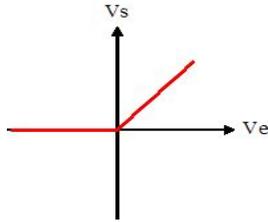


FIG. 3.1 – Loi d’entrée-sortie d’un redresseur simple alternance positif sans seuil.

La loi d’entrée-sortie s’exprime donc par :

$$V_S = \frac{1}{2} \cdot V_e \cdot (1 + \text{sign}(V_e)) = \frac{1}{2} \cdot [V_e + |V_e|]$$

3.2.2 Inconvénient d’un montage redresseur élémentaire

L’inconvénient majeur dans le redressement des signaux de faibles niveaux est lié à la tension de seuil V_F de la diode, qui vaut de l’ordre de 0.3 à 0.8V respectivement pour le diode au germanium et au silicium. Ainsi, tout signal n’ayant pas une amplitude au moins égale à cette tension ne peut être redressée.

Cet inconvénient est mis en évidence sur la figure 3.2 avec $V_F = 0.8V$.

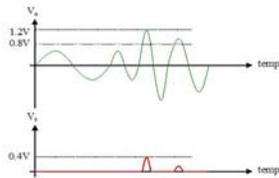


FIG. 3.2 – Mise en évidence de la tension de seuil dans un montage redresseur.

La gêne se manifeste aussi pour les signaux dont l’amplitude est très légèrement supérieure à la tension de seuil V_F de la diode utilisée, puisqu’il y a écrêtage du signal redressé, donc déformation.

Pour remédier à ce problème, on abaisse artificiellement la tension de seuil de la diode en l’insérant dans un montage à base d’ALI.

3.2.3 Le redresseur simple alternance positif sans seuil

On considère le montage de la figure 3.3.

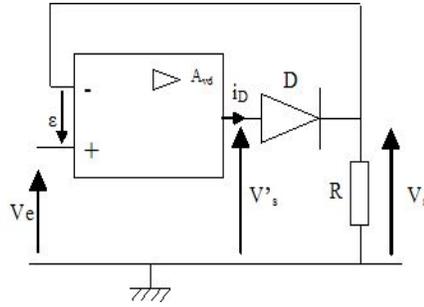


FIG. 3.3 – Montage redresseur simple alternance positif sans seuil.

On suppose que la diode D conduit. La tension à ces bornes vaut donc $v_D = V_F$.

Compte tenu du modèle adopté pour l'ALI, on a :

$$V_S = R \cdot i_D = V'_S - V_F$$

Or :

$$V'_S = A_{vd} \cdot \varepsilon = A_{vd} \cdot (V_e - V_S)$$

Donc :

$$R \cdot i_D = A_{vd} \cdot (V_e - R \cdot i_D) - V_F$$

soit :

$$i_D = \frac{A_{vd} \cdot V_e - V_F}{R \cdot (1 + A_{vd})}$$

Pour que la diode D conduise, il faut que le courant qui la traverse i_D soit positif, c'est à dire :

$$V_e > \frac{V_F}{A_{vd}}$$

au lieu de V_F dans le cas précédemment.

Application numérique :

$V_F = 0.8V$ et $A_{vd} = 10^5$. Le seuil de conduction de la diode D est donc de $8\mu V$. On peut donc le considérer comme nul.

L'inversion du sens de la diode supprime les alternances positives et ne laisse passer que les alternances négatives. On a alors un redresseur simple alternance négatif sans seuil.

3.2.4 Définition du redressement double alternance positif sans seuil

Un redresseur double alternance positif sans seuil est un montage pour lequel :

$$V_s = |V_e| = \begin{cases} V_e & \text{si } V_e > 0 \\ -V_e & \text{si } V_e < 0 \end{cases}$$

Sa caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ ou loi d'entrée-sortie est donnée sur la figure 3.4. D'un point de vue fonctionnel, un tel montage réalise l'opération valeur absolue.

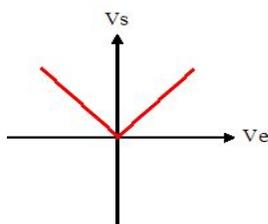


FIG. 3.4 – Loi d'entrée-sortie d'un redresseur double alternance positif sans seuil.

3.2.5 Le redresseur double alternance positif sans seuil

Un redresseur double alternance positif sans seuil peut être réalisé à partir d'un redresseur simple alternance positif sans seuil et d'un amplificateur de différence.

On considère donc le montage de la figure 3.5.

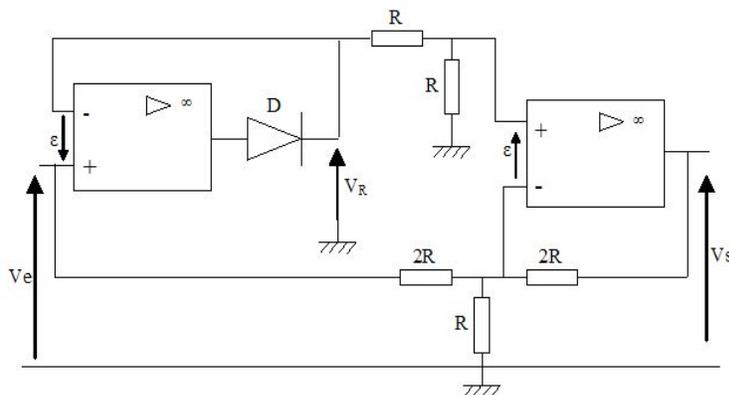


FIG. 3.5 – Montage redresseur double alternance positif sans seuil.

On a donc, pour le montage redresseur simple alternance positif sans seuil :

$$V_R = \frac{1}{2} \cdot [V_e + |V_e|]$$

et pour le montage ALI placé en cascade fonctionnant en régime linéaire (présence d'une contre-réaction) :

$$\begin{cases} V^+ = \frac{V_R}{2} & \text{diviseur de tension} \\ V^- = \frac{\frac{V_e}{2R} + \frac{V_S}{2R}}{\frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{R}} = \frac{V_e + V_S}{4} & \text{par Millman} \end{cases}$$

Soit en fait :

$$V_S = 2 \cdot V_R - V_e$$

On a donc :

$$V_S = 2 \cdot V_R - V_e = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot [V_e + |V_e|] - V_e = |V_e|$$

La tension de sortie du montage de la figure 3.5 représente donc bien la valeur absolue de la tension d'entrée.

3.2.6 Les amplificateurs logarithmique et exponentiel

Les montages amplificateurs logarithmique et exponentiel utilisent des composants non linéaires, tels que les diodes et les transistors bipolaires. Ce dernier est utilisé en amplification, et non en commutation. Et seule la tension entre base et émetteur noté V_{BE} est importante. En effet, cette tension se comporte comme la tension aux bornes d'une diode. Ceci est logique, car il s'agit d'une jonction PN, comme pour une diode.

La caractéristique d'une telle jonction PN peut être approchée par la loi de SCHOCKLEY :

$$i_D(v_D) = I_S \cdot \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right)$$

avec I_S le courant de saturation inverse de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-14} A pour du silicium, et V_T la tension thermique définie par :

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \approx 25 \text{ mV à } 25^\circ \text{ C}$$

avec :

$$\begin{cases} k = \text{constante de Boltzmann} = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W.K/C} \\ T = \text{Température en Kelvin} \\ q = \text{charge d'un électron en Coulomb} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} \end{cases}$$

Cette loi mathématique peut se simplifier si $v_D \gg V_T$, et s'exprime donc par :

$$i_D(v_D) \simeq I_S \cdot e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

On ne donnera que les montages de principe des amplificateurs logarithmique et exponentiel, car dans la réalité, ces montages sont très dépendants de la température, et par conséquent, des montages annexes permettent de s'affranchir de ce paramètre.

Amplificateur logarithmique inverseur :

Le schéma de principe d'un amplificateur logarithmique inverseur est donné figure 3.6.

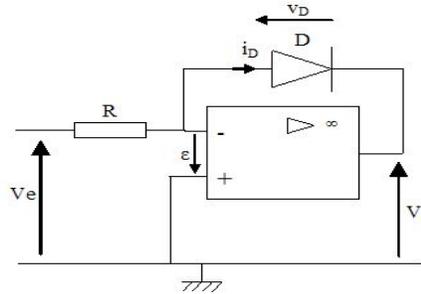


FIG. 3.6 – Schéma électronique d'un amplificateur logarithmique inverseur.

On suppose que la diode D est passante, donc $i_D > 0$. L'amplificateur fonctionne en régime linéaire, donc $\varepsilon = 0$.

On a donc :

$$V_e = R.i_D = R.I_S.e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

Or :

$$v_D = -V_S$$

Donc :

$$V_S = -V_T.ln\left(\frac{V_e}{R.I_S}\right)$$

Cette relation n'est cependant valable que si $V_e > 0$, sinon, il faut changer le sens de la diode.

Amplificateur exponentiel inverseur (ou antilog) :

Le schéma de principe d'un amplificateur exponentiel inverseur est donné figure 3.7.

On suppose que la diode D est passante, donc $i_D > 0$. L'amplificateur fonctionne en régime linéaire, donc $\varepsilon = 0$.

On a donc :

$$V_S = -R.i_D = -R.I_S.e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

Or :

$$v_D = V_e$$

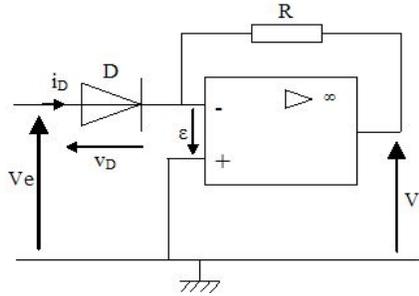


FIG. 3.7 – Schéma électronique d'un amplificateur exponentiel inverseur.

Donc :

$$V_s = -R.I_S.e^{\frac{V_e}{V_T}}$$

Cette relation n'est cependant valable que si $V_e > 0$, sinon, il faut changer le sens de la diode.

Applications des montages amplificateurs logarithmique et exponentiel :

Les applications de ces montages en cascade ou séparément sont très nombreuses en électronique analogique. On peut notamment citer les applications suivantes :

- Réalisation de la fonction MULTIPLIER (Voir TD) ;
- Linéarisation des capteurs dont la sortie varie selon le logarithme ou l'exponentielle de la grandeur mesurée ;
- Acquisition de grandeurs ayant de grandes plages de variation (compression de données) ;
- ...

3.3 Les montages de base avec composants linéaires

3.3.1 Méthodologie d'étude des montages à ALI en régime linéaire

1	Nature de la stabilité	- ALI en régime linéaire (Contre-réaction)
2	Méthode de calcul	- Théorème de MILLMAN très souvent
3	Conduite du calcul	- Expression du potentiel en E^+ ou E^- - Relations fondamentales : $\varepsilon = 0, i^+ = i^- = 0$
4	Présentation des résultats	- Expression de la fonction de transfert $\frac{V_s}{V_e}$
5	Vérification	- Signal d'entrée en E^+ : Montage non-inverseur - Signal d'entrée en E^- : Montage inverseur

3.3.2 Amplificateur non-inverseur

Le schéma de principe d'un amplificateur non inverseur est donné figure 3.8.

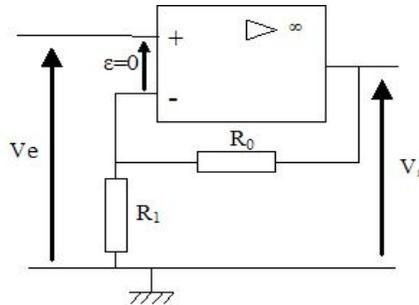


FIG. 3.8 – Schéma de principe d'un amplificateur non-inverseur.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

En appliquant le théorème de Millman à l'entrée inverseuse, on obtient :

$$V^- = \frac{\frac{V_s}{R_0} + \frac{0}{R_1}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1}}$$

Or :

$$V^+ = V_e$$

Donc :

$$V_s = \frac{R_1 + R_0}{R_1} \cdot V_e = \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right) \cdot V_e$$

On aurait pu utiliser directement le pont diviseur de tension à l'entrée inverseuse, vu que le courant $i^- = 0$. Nous aurions trouvé exactement le même résultat. (ouffff!!)

3.3.3 Amplificateur suiveur

Le schéma de principe d'un amplificateur suiveur est donné figure 3.9.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

Or :

$$V^+ = V_e$$

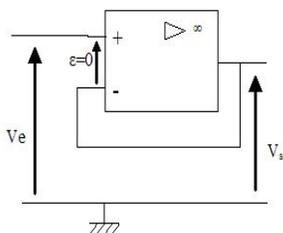


FIG. 3.9 – Schéma de principe d'un amplificateur suiveur.

Donc :

$$V_s = V_e$$

L'intérêt d'un tel montage peut paraître désuet, mais bien au contraire, il est couramment utilisé. Non pour sa fonction de transfert, mais pour son impédance d'entrée infinie et pour son impédance de sortie nulle. On parle alors d'étage adaptateur d'impédance entre le générateur et la charge.

3.3.4 Amplificateur inverseur

Le schéma de principe d'un amplificateur inverseur est donné figure 3.10.

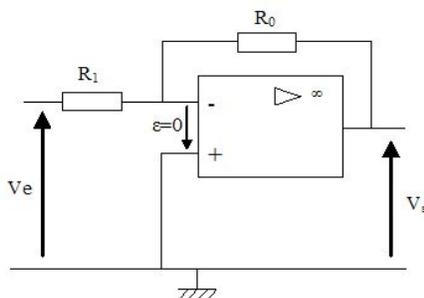


FIG. 3.10 – Schéma de principe d'un amplificateur inverseur.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

En appliquant le théorème de Millman à l'entrée inverseuse, on obtient :

$$V^- = \frac{\frac{V_s}{R_0} + \frac{V_e}{R_1}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1}}$$

Or :

$$V^+ = 0$$

Donc :

$$V_s = -\frac{R_0}{R_1} \cdot V_e$$

3.3.5 Amplificateur de différence

Le schéma de principe d'un amplificateur de différence est donné figure 3.11.

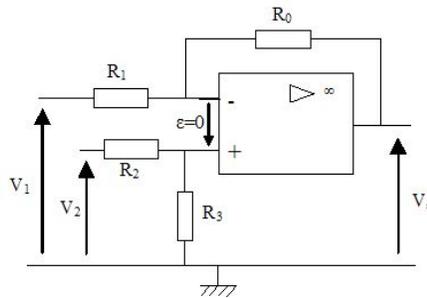


FIG. 3.11 – Schéma de principe d'un amplificateur de différence.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

En appliquant le théorème de Millman à l'entrée inverseuse, on obtient :

$$V^- = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_s}{R_0}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1}}$$

Et en appliquant le pont diviseur de tension à l'entrée non-inverseuse :

$$V^+ = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot V_2$$

Donc :

$$V_s = \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right) \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_2 - \frac{R_0}{R_1} \cdot V_1$$

Application : Montage amplificateur soustracteur

Dans le cas où l'on choisit $R_3 = R_0$ et $R_1 = R_2$, on obtient :

$$V_s = \frac{R_0}{R_1} \cdot (V_2 - V_1)$$

qui est bien un soustracteur de tension avec un gain de $\frac{R_0}{R_1}$.
Si de plus, $R_0 = R_1$, alors :

$$V_s = V_2 - V_1$$

3.3.6 Amplificateur sommateur

Le schéma de principe d'un amplificateur sommateur est donné figure 3.12.

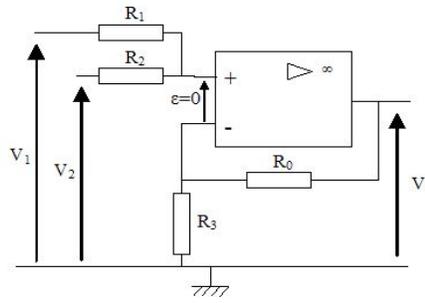


FIG. 3.12 – Schéma de principe d'un amplificateur sommateur.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

En appliquant le théorème de Millman à l'entrée non-inverseuse, on obtient :

$$V^+ = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

Et en appliquant le pont diviseur de tension à l'entrée inverseuse :

$$V^- = \frac{R_3}{R_3 + R_0} \cdot V_s$$

Donc :

$$V_s = \left(1 + \frac{R_0}{R_3}\right) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_2\right)$$

Application : Montage amplificateur sommateur

Dans le cas où l'on choisit $R_2 = R_1$, on obtient :

$$V_s = \left(1 + \frac{R_0}{R_3}\right) \cdot \frac{V_1 + V_2}{2}$$

qui est bien un sommateur de tension avec un gain de $1 + \frac{R_0}{R_1}$.
Si de plus, $R_3 = R_0$, alors :

$$V_s = V_1 + V_2$$

3.3.7 Amplificateur sommateur inverseur

Le schéma de principe d'un amplificateur sommateur inverseur est donné figure 3.13.

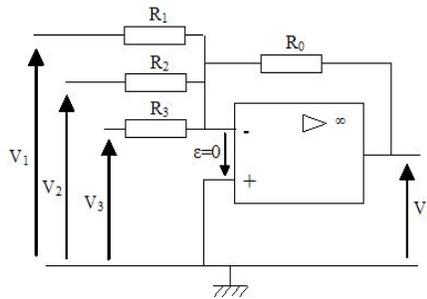


FIG. 3.13 – Schéma de principe d'un amplificateur sommateur inverseur.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

En appliquant le théorème de Millman à l'entrée inverseuse, on obtient :

$$V^- = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_s}{R_0}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Or :

$$V^+ = 0$$

Donc :

$$V_s = -R_0 \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right)$$

Si le signe (-) est gênant, il suffit d'ajouter un étage inverseur à la sortie de l'amplificateur sommateur inverseur.

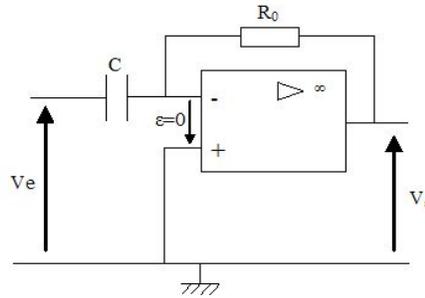


FIG. 3.14 – Schéma de principe d'un dérivateur.

3.3.8 Montage dérivateur théorique

Le schéma de principe d'un dérivateur est donné figure 3.14.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

Or, l'entrée non-inverseuse est reliée à la masse, on a donc :

$$V^+ = V^- = 0$$

Ce qui se traduit aussi par le fait que :

$$V_e = u_C$$

Soit un condensateur de capacité C , traversé par un courant i_C , et soumis à une tension u_C , les grandeurs électriques sont régies par :

$$i_C = C \frac{du_C}{dt}$$

En appliquant la loi des mailles, on obtient :

$$V_e - u_C - R_0 \cdot i_C = V_s$$

La tension de sortie V_s s'écrit donc en fonction de la tension d'entrée V_e par :

$$V_s = R_0 C \frac{dV_e}{dt}$$

Il s'agit bien d'un montage dérivateur car la tension de sortie est l'image de la dérivée de la tension d'entrée.

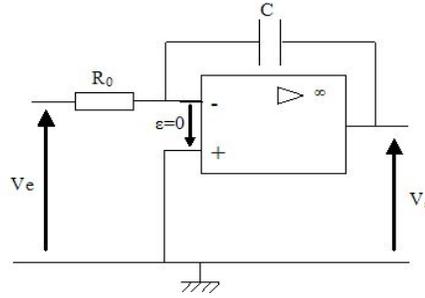


FIG. 3.15 – Schéma de principe d'un integrateur.

3.3.9 Montage intégrateur théorique

Le schéma de principe d'un intégrateur est donné figure 3.15.

L'ALI possède une boucle de contre-réaction, donc il fonctionne en régime linéaire ($\varepsilon = 0$). On a donc :

$$V^+ = V^-$$

Or, l'entrée non-inverseuse est reliée à la masse, on a donc :

$$V^+ = V^- = 0$$

Ce qui se traduit aussi par le fait que :

$$V_s = -u_C$$

et :

$$V_e = R_0 \cdot i_C$$

Soit un condensateur de capacité C , traversé par un courant i_C , et soumis à une tension u_C , les grandeurs électriques sont régies par :

$$i_C = C \frac{du_C}{dt}$$

En appliquant la loi des mailles, on obtient :

$$V_e - u_C - R_0 \cdot i_C = V_s$$

La tension de sortie V_s s'écrit donc en fonction de la tension d'entrée V_e par :

$$V_e = -R_0 C \frac{dV_s}{dt}$$

Ou bien :

$$V_s = -\frac{1}{R_0 C} \int V_e(t) \cdot dt$$

Il s'agit bien d'un montage intégrateur car la tension de sortie est l'image de la primitive de la tension d'entrée.

3.4 Les générateurs de signaux

Voir TD.