

APPLICATIONS DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

II.1 INTRODUCTION

L'amplificateur opérationnel trouve divers applications dans le domaine de l'électronique, en effet, plusieurs montages sont possibles avec ce fameux composant. Il n'est pas question de donner tous les montages possibles vu leur nombre illimité. Dans ce chapitre on va traiter les applications les plus utilisées pour les deux régimes de fonctionnement, linéaire et non linéaire.

II.2 FONCTIONNEMENT EN REGIME LINEAIRE

Une partie de la tension de sortie est réinjectée à l'entrée inverseuse, pour des raisons de stabilité. C'est la contre-réaction ou réaction négative. En effet l'AO est en boucle fermée et opère dans la zone linéaire de la caractéristique de transfert.

II.2.1 Amplificateur suiveur (Etage séparateur)

a) **AO idéal** : On néglige toutes les imperfections de l'AO ($V^+ = V^-$)

$$\varepsilon = V^+ - V^- = 0 \Rightarrow V^+ = V^- \Rightarrow V_e = V_s$$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = 1 \quad R_e = \frac{V_e}{i_e} = \infty \quad R_s = \frac{V_s}{i_s} = 0$$

b) **AO réel** : On tient compte des imperfections de l'AO (A_0, r_d, r_s) d'où le schéma équivalent :

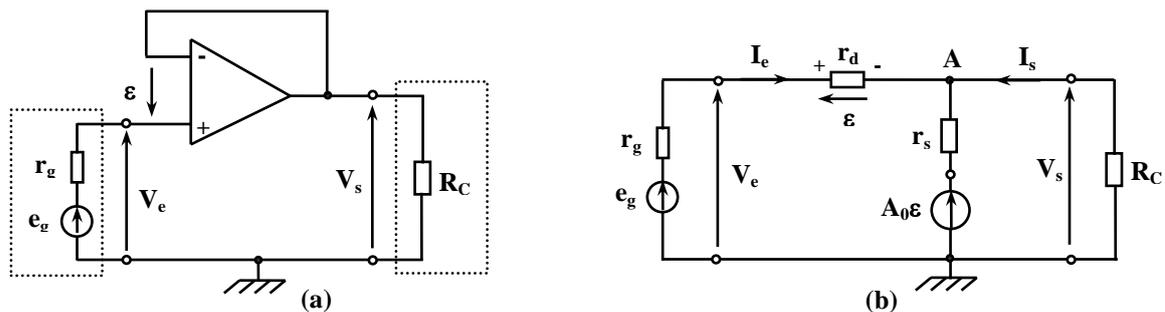


Figure II.1 : Montage suiveur

Tous les potentiels sont mesurés par rapport à la même référence (masse commune). On applique le théorème de MILLMAN au nœud A, ce qui donne :

- **Gain en tension** : $G_V = \frac{V_s}{V_e}$

$$\varepsilon = V_e - V_s$$

$$V_s \left(\frac{1}{r_d} + \frac{1}{r_s} + \frac{1}{R_c} \right) = \frac{V_e}{r_d} + \frac{A_0 \varepsilon}{r_s} \Rightarrow V_s \left(\frac{1}{r_d} + \frac{1}{r_s} + \frac{1}{R_c} + \frac{A_0}{r_s} \right) = V_e \left[\frac{1}{r_d} + \frac{A_0}{r_s} \right]$$

$$G_V = \frac{\frac{1}{r_d} + \frac{A_0}{r_s}}{\left(\frac{1}{r_s} + \frac{1}{R_C}\right) + \left(\frac{1}{r_d} + \frac{A_0}{r_s}\right)} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1/r_s + 1/R_C}{1/r_d + A_0/r_s}\right)} \approx \frac{A_0}{1 + A_0} \approx 1$$

• Résistance d'entrée : $R_e = \frac{V_e}{i_e}$

$$\varepsilon = r_d i_e = V_e - V_s = V_e(1 - G_V) \Rightarrow R_e = \frac{r_d}{1 - G_V} \Rightarrow R_e = r_d \left[1 + \frac{A_0 + (r_s/r_d)}{1 + (r_s/R_C)} \right] \approx r_d \rightarrow +\infty$$

• Résistance de sortie : $R_s = \left(\frac{V_s}{i_s}\right)_{V_e=0}$

On considère la charge R_C comme source de tension et on court-circuite la tension d'entrée V_e . La résistance interne du générateur de tension équivalente (r_g) est négligée ou confondue avec r_d .

$$\varepsilon = -V_s$$

$$i_s = \frac{V_s}{r_d} + \frac{V_s - A_0 \varepsilon}{r_s} \Rightarrow i_s = V_s \left[\frac{1}{r_d} + \frac{1}{r_s} + \frac{A_0}{r_s} \right] \Rightarrow R_s = \frac{r_s}{1 + A_0 + \frac{r_s}{r_d}} \approx \frac{r_s}{A_0} \approx 0$$

II.2.2 Amplificateur de tension

II.2.2.1 Montage inverseur

a) AO idéal : On néglige toutes les imperfections de l'AO ($V^+ = V^-$)

$$\frac{V_s}{R_2} + \frac{V_e}{R_1} = 0 \Rightarrow G_V = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

b) AO réel : On tient compte des imperfections de l'AO (A_0, r_d, r_s) d'où le schéma équivalent :

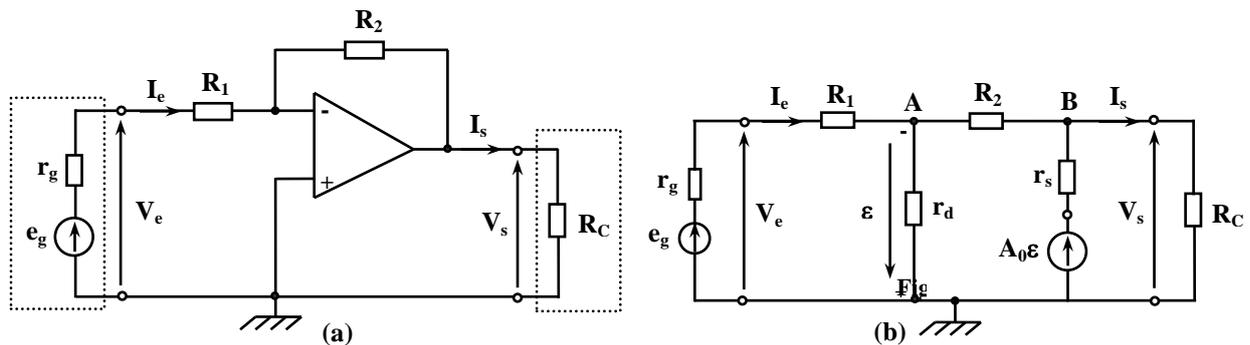


Figure II.2 : Amplificateur inverseur

• Gain en tension : $G_V = \frac{V_s}{V_e}$

Le théorème de MILLMAN appliqué au nœud A donne :
$$-\varepsilon = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_d}}$$

Le théorème de MILLMAN appliqué au nœud B donne :

$$V_s \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} \right) = -\frac{\varepsilon}{R_2} + \frac{A_0 \varepsilon}{r_s} = -\varepsilon \left(\frac{r_s}{R_2} - A_0 \right) \left(\frac{1}{r_s} \right)$$

On remplace dans cette équation ε par son expression on obtient :

$$V_s \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_d} \right) = \left(\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} \right) \left(\frac{r_s}{R_2} - A_0 \right) \left(\frac{1}{r_s} \right)$$

$$\left(\frac{V_s}{r_s R_2} \right) \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_d} \right) \left(1 + \frac{r_s}{R_C} + \frac{r_s}{R_2} \right) + \left(A_0 - \frac{r_s}{R_2} \right) \right] = - \left(\frac{V_e}{r_s R_1} \right) \left(A_0 - \frac{r_s}{R_2} \right)$$

$$G_V = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{r_s}{R_C} + \frac{r_s}{R_2} + \frac{A_0 - \frac{r_s}{R_2}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_d} \right)}} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

- Résistance d'entrée : $R_e = \frac{V_e}{i_e}$

On applique le théorème de THEVENIN successivement aux nœuds B et A :

$$R_e = R_1 - \frac{\varepsilon}{i_e}$$

$$-\varepsilon = \left[r_d \parallel \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right) \right] i_e + \frac{A_0 R_C r_d}{(r_s + R_C) \left(r_d + R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right)} \varepsilon$$

$$-\varepsilon \left[1 + \frac{A_0 R_C r_d}{(r_s + R_C) \left(r_d + R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right)} \right] = \left[r_d \parallel \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right) \right] i_{e1}$$

$$-\frac{\varepsilon}{i_e} = \frac{r_d \parallel \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right)}{1 + \frac{A_0 R_C r_d}{(r_s + R_C) \left(r_d + R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right)}} \Rightarrow R_e = R_1 + \frac{r_d \parallel \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right)}{1 + A_0 \frac{R_C}{r_s + R_C} \cdot \frac{r_d}{r_d + R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C}}} \approx R_1$$

- Résistance de sortie : $R_s = \left(\frac{V_s}{i_s} \right)_{V_e=0}$

On applique le théorème de THEVENIN successivement aux nœuds A et B :

$$V_s = \frac{-\frac{\varepsilon}{R_2} + \frac{A_0}{r_s} \varepsilon}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s}} \text{ et } -\varepsilon = \frac{R_t}{R_t + R_2} V_s \text{ avec } R_t = \frac{r_d R_1}{r_d + R_1}$$

$$i_s = \frac{V_s + \varepsilon}{R_2} + \frac{V_s - A_0 \varepsilon}{r_s} = V_s \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} \right] + \varepsilon \left[\frac{1}{R_2} - \frac{A_0}{r_s} \right] = V_s \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} + \left(\frac{A_0}{r_s} - \frac{1}{R_2} \right) \left(\frac{R_t}{R_t + R_2} \right) \right]$$

$$R_s = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} + \left(\frac{A_0}{r_s} - \frac{1}{R_2} \right) \left(\frac{R_t}{R_t + R_2} \right)} \approx 0$$

- Compensation des erreurs statiques

En continu ($V_e = 0$), une tension de sortie U_d dite tension de décalage apparaît à cause des erreurs statiques.

Pour simplifier, on suppose des paramètres dynamiques idéaux ($A_0 \rightarrow \infty$ $r_d \rightarrow \infty$ $r_s = 0$).

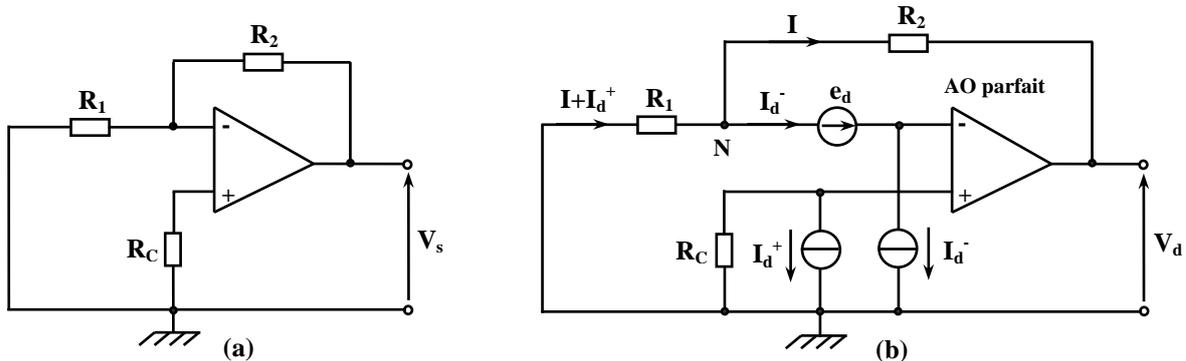


Figure II.3 : Compensation des erreurs statiques

La tension de décalage à la sortie U_d est la somme de trois composantes dues : à la tension de décalage d'entrée e_d , au courant de décalage d'entrée I_d et au courant de polarisation I_p .

Si on prend $R_0 = R_1 // R_2$, la composante due au courant de polarisation I_p est nulle :

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_0} = 0 \Rightarrow R_0 = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

II.2.2.2 Montage non inverseur

a) **AO idéal** : On néglige toutes les imperfections de l'AO ($V^+ = V^-$)

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

$$V^+ = V_e \text{ et } V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \Rightarrow V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad R_e = \frac{V_e}{i_e} = \infty \quad R_s = \frac{V_s}{i_s} = R_1 + R_2$$

b) **AO réel** : On tient compte des imperfections de l'AO (A_0, r_d, r_s).

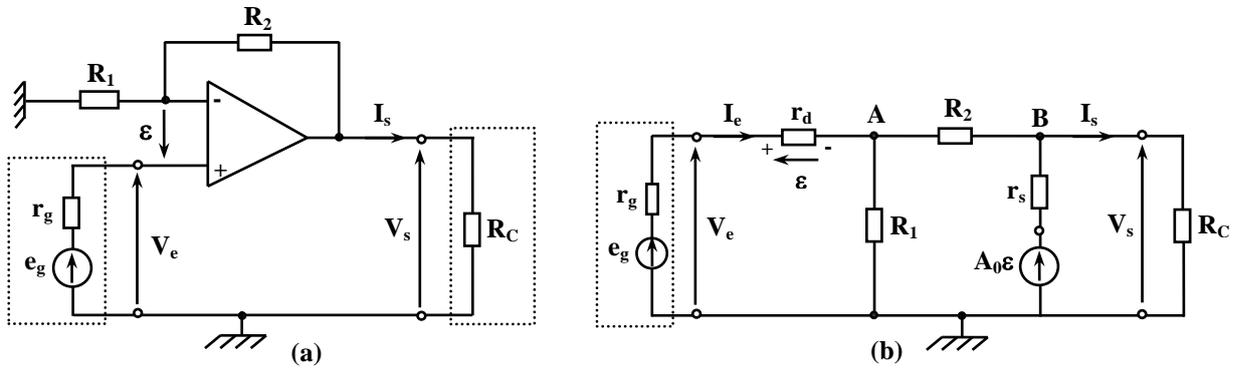


Figure II.4 : Amplificateur non inverseur

• **Gain en tension** : $G_V = \frac{V_s}{V_e}$

Le théorème de **MILLMAN** appliqué au nœud A donne :

$$V_A = V_e - \varepsilon = \frac{\frac{V_e}{r_d} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_d}} \quad (1)$$

Le théorème de **MILLMAN** appliqué au nœud B donne :

$$V_B = V_s = \frac{\frac{V_e - \varepsilon}{R_2} + \frac{A_0 \varepsilon}{r_s}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s}} \Rightarrow V_s \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} \right) - \frac{V_e}{R_2} = \varepsilon \left(\frac{A_0}{r_s} - \frac{1}{R_2} \right) \Rightarrow \varepsilon = \frac{V_s \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s} \right) - \frac{V_e}{R_2}}{\left(\frac{A_0}{r_s} - \frac{1}{R_2} \right)}$$

On remplace ε par son expression dans (1) on trouve donc :

$$G_V = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{(1/r_d) + (1/R_1) + (1/R_2)}{(A_0/r_s) - (1/R_2)}}{1 + \frac{(1/r_d) + (1/R_1) + (1/R_2)}{(A_0/r_s) - (1/R_2)} \left(1 + \frac{R_2}{R_C} + \frac{R_2}{r_s}\right)} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

• **Résistance d'entrée** : $R_e = \frac{V_e}{i_e}$

On applique le théorème de **THEVENIN** successivement aux nœuds B et A :

$$V_e = \varepsilon + \left[R_1 \parallel \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right) \right] i_e + A_0 \frac{R_C}{r_s + R_C} \frac{R_1}{R_1 + R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C}} \varepsilon \quad \text{or} \quad \varepsilon = r_d i_e$$

$$V_e = r_d i_e + \left[R_1 // \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right) \right] i_e + A_0 \frac{R_C}{r_s + R_C} \frac{R_1}{R_1 + R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C}} r_d i_e$$

$$R_e = r_d + \left[R_1 // \left(R_2 + \frac{r_s R_C}{r_s + R_C} \right) \right] + \frac{A_0 R_C R_1 r_d}{(r_s + R_C)(R_1 + R_2) + r_s R_C}$$

• Résistance de sortie : $R_s = \left(\frac{V_s}{i_s} \right)_{V_e=0}$

On applique le théorème de MILLMAN successivement au nœuds A et B :

$$-\varepsilon = \frac{\frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_t}} \quad V_s = \frac{-\varepsilon + \frac{A_0 \varepsilon}{r_s}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s}} = \frac{\frac{A_0}{r_s} - \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_s}} (-\varepsilon) \quad R_t = (R_1 // r_d)$$

$$i_s = \frac{u_s + \varepsilon}{R_2} + \frac{u_s - A_0 \varepsilon}{r_s}$$

$$R_s = \frac{r_s}{1 + \frac{r_s - A_0 R_t}{R_2 + R_t}}$$

II.2.3 Amplificateur sommateur (additionneur)

II.2.3.1 Sommateur inverseur

– On suppose un AO parfait et on considère "n" tensions d'entrées.

$$V^+ = 0 \text{ et } V^- = \frac{V_s}{R} + \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i} = \frac{1}{R} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$$

$$V^+ = V^- \Rightarrow V_s = - \sum_{i=1}^n \left(\frac{R}{R_i} \right) V_i$$

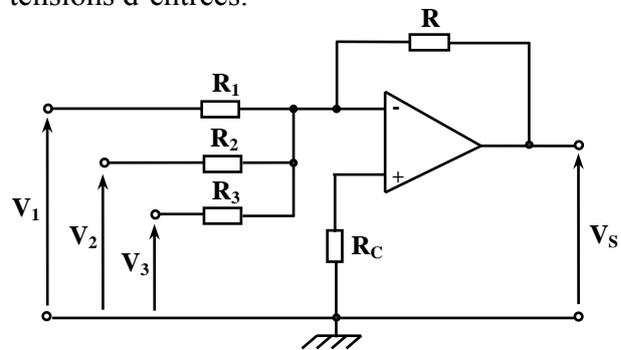


Figure II.5 : Sommateur inverseur

II.2.3.2 Sommateur non inverseur

– On suppose un AO parfait et on considère "n" tensions d'entrées.

$$V^- = \frac{R'}{R' + R} V_s \text{ et } V^+ = \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$$

$$V^+ = V^- \Rightarrow V_s = \left(1 + \frac{R}{R'} \right) \left[\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i} \right]$$

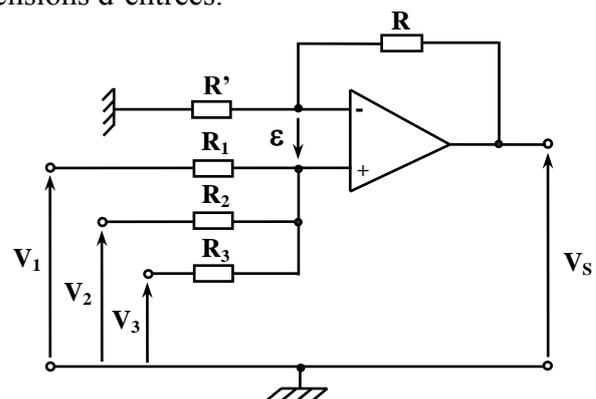


Figure II.6 : Sommateur non inverseur

• Si $R_1 = R_2 = \dots = R_n \Rightarrow V_s = \left(1 + \frac{R}{R'}\right) \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_i \Rightarrow \begin{cases} \left(1 + \frac{R}{R'}\right) \frac{1}{n} = 1 \Rightarrow R = (n-1)R' : \text{Sommateur pur} \\ \left(1 + \frac{R}{R'}\right) = 1 \Rightarrow R \ll R' : \text{Moyenne des tensions} \end{cases}$

II.2.4 Amplificateur soustracteur (Différentiel)

$V^+ = \frac{R_3}{R_3 + R_1} V_1$ et $V^- = \frac{R_4 V_2 + R_2 V_s}{R_2 + R_4}$

$V^+ = V^- \Rightarrow V_s = \left(\frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3}\right) \left(\frac{R_3}{R_2}\right) V_1 - \left(\frac{R_4}{R_2}\right) V_2$

• Si on choisit : $\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} \Rightarrow V_s = \left(\frac{R_4}{R_2}\right) (V_1 - V_2)$

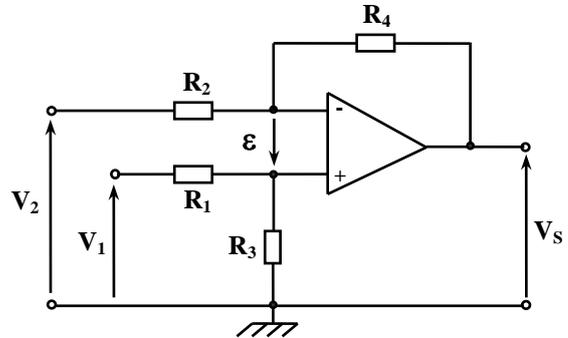


Figure II.7 : Soustracteur

• Si on prend n entrées non inverseuses et q entrées inverseuses :

$V^+ = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}}{\frac{1}{R_3} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$ et $V^- = \frac{\frac{V_s}{R_4} + \sum_{j=1}^q \frac{V_j}{R_j}}{\frac{1}{R_4} + \sum_{j=1}^q \frac{1}{R_j}}$ $V^+ = V^- \Rightarrow V_s = R_4 \left[\frac{\frac{1}{R_4} + \sum_{j=1}^q \frac{1}{R_j}}{\frac{1}{R_3} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i} - \sum_{j=1}^q \frac{V_j}{R_j} \right]$

II.2.5 Amplificateur dérivateur (Différentiateur)

$V^+ = 0$ et $V^- = \frac{V_s + RCpV_e}{1 + RCp}$

$V^+ = V^- \Rightarrow V_s = -RCpV_e$

$L^{-1}[V_s(p)] = v_s(t) = -RC \frac{dv_e(t)}{dt}$

Dans la pratique on place une résistance en série avec le condensateur pour minimiser l'effet des parasites à l'entrée.

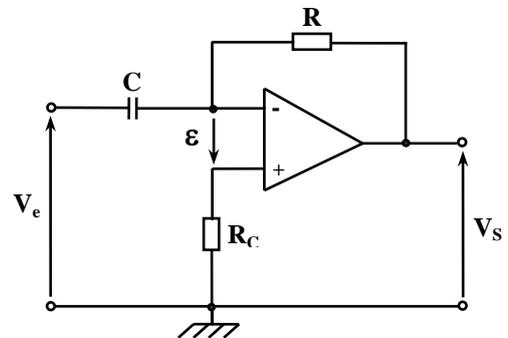


Figure II.8 : Dérivateur

II.2.6 Amplificateur intégrateur

$V^+ = 0$ et $V^- = \frac{V_e + RCpV_s}{1 + RCp}$

$V^+ = V^- \Rightarrow V_s = -\frac{1}{RCp} V_e$

$L^{-1}[V_s(p)] = v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int v_e(t)$

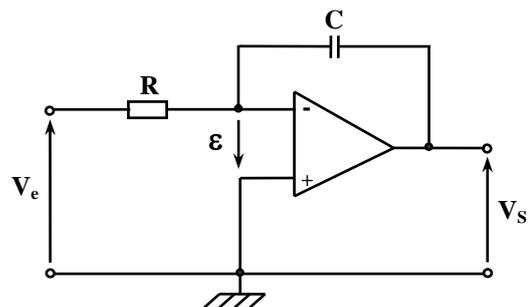


Figure II.9 : Intégrateur

Dans la pratique si on relie l'entrée à la masse, la sortie évolue vers la saturation du faite de l'existence de la tension différentielle e_d . pour surmonter ce problème on place en parallèle avec le condensateur C une résistance R' très grande.

II.2.7 Amplificateur de courant

$$V_s = R_1 i - \varepsilon = R_1 i \text{ car } \varepsilon = 0$$

$$i_s = \frac{V_s}{R_2} + i \text{ et } V_s = R_1 i$$

$$i_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) i \Rightarrow \frac{i_s}{i} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Il faut que l'AO fonctionne en régime linéaire et que le courant de sortie soit : $i_s < i_{smax}$.

Si on veut augmenter le courant de sortie i_s , on peut ajouter un transistor bipolaire (fig.II.10b), donc i_s peut atteindre βi_s .

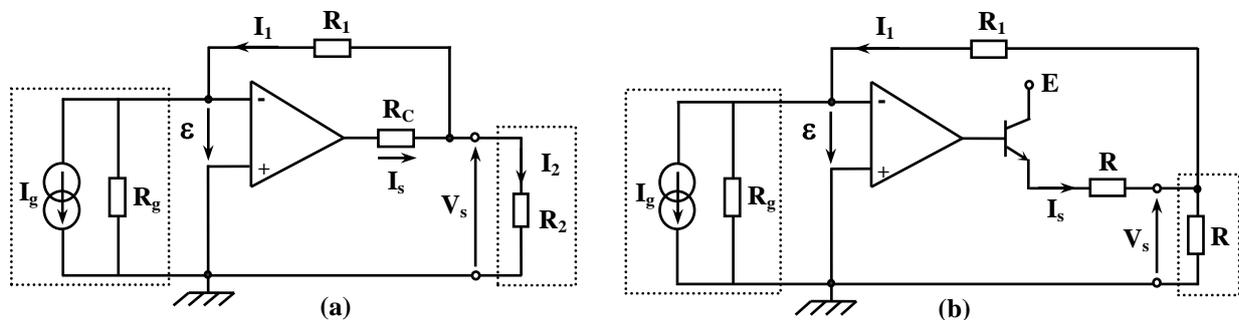


Figure II.10 : Amplificateur de courant

II.2.8 Convertisseur courant - tension (ampli. trans-résistance)

On suppose un AO parfait ($V^+ = V^-$)

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

$$V_s = RI - \varepsilon = RI$$

$$V_s = R.I$$

Ce montage convertit le courant I en une tension V_s qui ne dépend pas de la charge R_C .

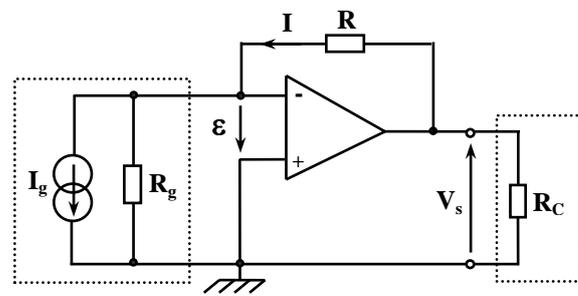


Figure II.11 : Amplificateur trans-résistance

II.2.9 Convertisseur tension – courant (ampli. trans-conductance)

- On suppose l'AO parfait ($V^+ = V^-$)

$$V^+ = 0 \text{ et } V^- = \frac{R_2 V_e + R_1 V_s}{R_1 + R_2}$$

$$V^+ = V^- \Rightarrow V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

$$i_s = -V_s \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \Rightarrow i_s = \frac{1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) V_e$$

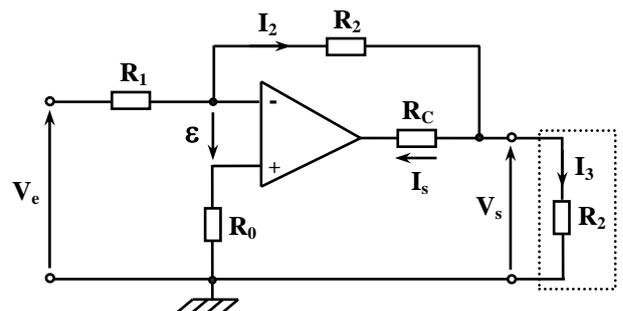


Figure II.12 : Amplificateur trans-conductance

II.2.10 Convertisseurs d'impédance

II.2.10.1 Transformateur

Pour un transformateur parfait :

$$\begin{cases} v_1 = nv_2 \\ i_1 = \frac{1}{n}(-i_2) \end{cases} \Rightarrow \begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & \frac{1}{n} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

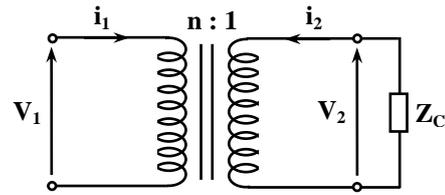


Figure II.13 : Transformateur

$$n = \frac{\text{nombre de spires primaires}}{\text{nombre de spires secondaires}}$$

Vu du coté primaire une charge Z_C au secondaire est : $Z_p = \frac{v_1}{i_1} = \frac{nv_2}{-\frac{1}{n}i_2} = n^2 \left(\frac{v_2}{-i_2} \right) = n^2 Z_C$

Un choix convenable de n , quelque soit la charge Z_C , permet d'obtenir la charge Z_p désirée, mais ce circuit n'est pas parfait et ne permet ni la conversion d'une impédance (self \leftrightarrow capacité) ni de changer son signe.

II.2.10.2 Gyrateur

Par analogie avec les équations du gyroscope en mécanique : $\frac{v_2(t)}{i_1(t)} = -\frac{v_1(t)}{i_2(t)} = \pm k$

On cherche un quadripôle qui vérifie cette équation :

- **soit +k** : $\begin{cases} v_2 = ki_1 \\ v_1 = -ki_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -k \\ k & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$

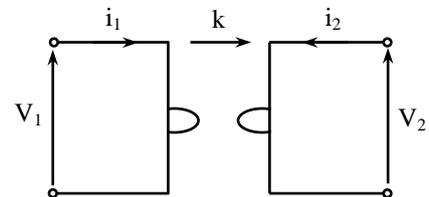


Figure II.14 : Gyrateur

Le symbole du gyrateur est le suivant :

- **soit -k** : $\begin{cases} v_2 = -ki_1 \\ v_1 = ki_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k \\ -k & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$

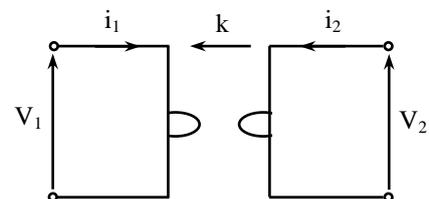


Figure II.15 : Gyrateur

+ Transformation d'impédance :

A l'entrée on a une impédance : $Z_e = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_1}{i_2} \cdot \frac{i_2}{v_2} \cdot \frac{v_2}{i_1} = (\mp k) \left(-\frac{1}{Z_C} \right) (\pm k) \Rightarrow \boxed{Z_e = \frac{k^2}{Z_C}}$

Si $Z_C = \frac{1}{jC\omega} \Rightarrow Z_e = jk^2C\omega = jL\omega$ où $L = k^2C$

Dans les circuits intégrés il est impossible de fabriquer une self, on converti alors une capacité en une inductance en utilisant un gyrateur.

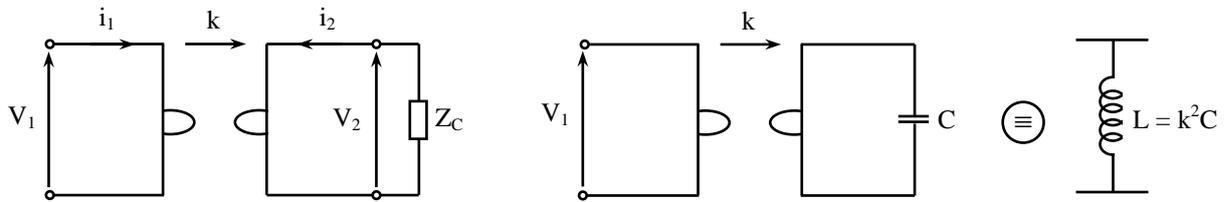


Figure II.16 : Transformation d'impédance

II.2.10.3 Convertisseur d'impédance négative (N.I.C)

a) **Définition :**

Il s'agit de convertir une impédance Z_C en une impédance $-Z_C$.

• Impédance à la sortie :

$$\left. \begin{aligned} Z_e = \frac{v_1}{i_1} = -Z_C \\ \frac{v_1}{i_1} = -Z_C = -\left(\frac{v_2}{-i_2}\right) = \frac{v_2}{i_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{\frac{v_1}{i_1} = \frac{v_2}{i_2}}$$

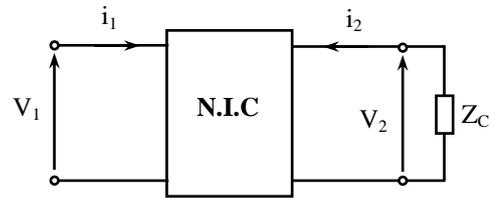


Figure II.17 : Impédance à la sortie

• Impédance à l'entrée :

$$\left. \begin{aligned} Z_s = -Z_C \\ \frac{v_2}{i_2} = -Z_C = -\left(\frac{v_1}{-i_1}\right) = \frac{v_1}{i_1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{\frac{v_2}{i_2} = \frac{v_1}{i_1}}$$

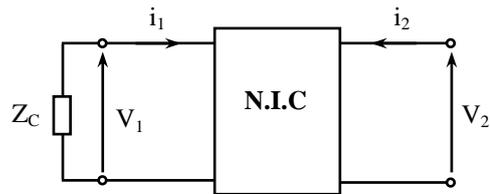


Figure II.18 : Impédance à l'entrée

Pour satisfaire cette condition $\left(\frac{v_2}{i_2} = \frac{v_1}{i_1}\right)$ il y a deux possibilités :

1^{er} cas :

$$\begin{cases} v_1 = kv_2 \\ i_1 = (-k)(-i_2) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_1 = kv_2 \\ i_2 = \frac{1}{k}i_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_1 = ki_2 \\ v_2 = \frac{1}{k}v_1 \end{cases}$$

Le courant change de signe, on a donc un I.N.I.C.

K est le rapport de conversion du N.I.C.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} k & 0 \\ 0 & -k \end{pmatrix}}_{\text{matrice de transfert}} \begin{pmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & k \\ \frac{1}{k} & 0 \end{pmatrix}}_{\text{matrice hybride}} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & k \\ \frac{1}{k} & 0 \end{pmatrix}}_{\text{matrice hybride inverse}} \begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

2^{ème} cas :

$$\begin{cases} v_1 = -kv_2 \\ i_1 = k(-i_2) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_1 = -kv_2 \\ i_2 = -\frac{1}{k}i_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_1 = -ki_2 \\ v_2 = -\frac{1}{k}v_1 \end{cases}$$

La tension change de signe, on a donc un V.N.I.C.

K est le rapport de conversion du N.I.C.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -k & 0 \\ 0 & k \end{pmatrix}}_{\text{matrice de transfert}} \begin{pmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -k \\ -\frac{1}{k} & 0 \end{pmatrix}}_{\text{matrice hybride}} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -k \\ -\frac{1}{k} & 0 \end{pmatrix}}_{\text{matrice hybride inverse}} \begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

Dans les deux cas on définit le N.I.C par deux conditions nécessaires et suffisantes exprimés par les paramètres hybrides inverses.

$$g = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{pmatrix} \quad \boxed{\begin{matrix} g_{11} = g_{22} = 0 \\ g_{12} \cdot g_{21} = 1 \end{matrix}} \quad \text{Ce sont les conditions de LARKY$$

- Application : Suppression d'une résistance d'amortissement dans un oscillateur, par adjonction d'une résistance négative.

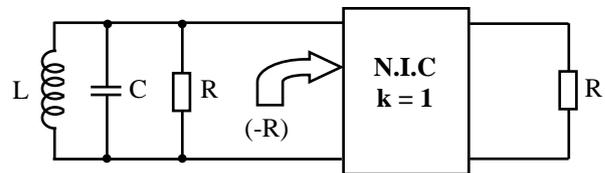


Figure II.19 : Résistance négative

b) Conception d'un V.N.I.C :

$$\begin{matrix} v_1 = \varepsilon + Ri_1 \\ \varepsilon = 0, i_1 = \frac{v_0}{2R} \end{matrix} \parallel \Rightarrow \boxed{G_v = \frac{v_0}{v_1} = 2}$$

$$v_1 = v_0 + v_2 = 2v_1 + v_2 \Rightarrow v_2 = -v_1$$

$$\boxed{\begin{matrix} v_2 = -v_1 \\ i_1 = -i_2 \end{matrix}} \quad \text{C'est un V.N.I.C}$$

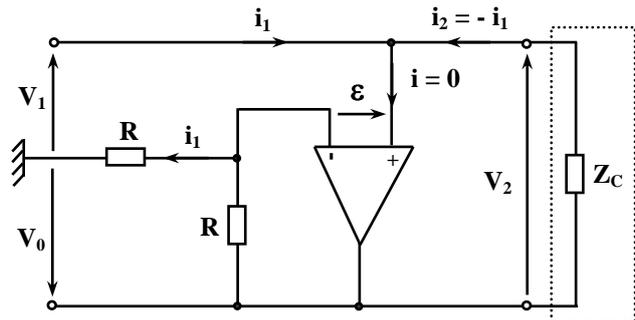


Figure II.20 : V.N.I.C

La charge Z_C est flottante par rapport à la masse. Le courant conserve son sens et la tension, inverse son sens.

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} = \frac{-v_2}{-i_2} = \frac{v_2}{i_2} \Rightarrow \boxed{Z_e = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_2}{i_2} = -Z_C} \quad \text{Le rapport de conversion de N.I.C est } k = 1.$$

c) Conception d'un I.N.I.C :

$$v_2 - v_0 = Ri_2 ; v_1 - v_0 = Ri_1 ; \varepsilon = 0 ; i_1 = i_2$$

$$\boxed{Z_e = \frac{v_1}{i_1} = -\left(\frac{v_2}{-i_2}\right) = \frac{v_2}{i_2} = -Z_C}$$

Il y a changement du sens du courant.

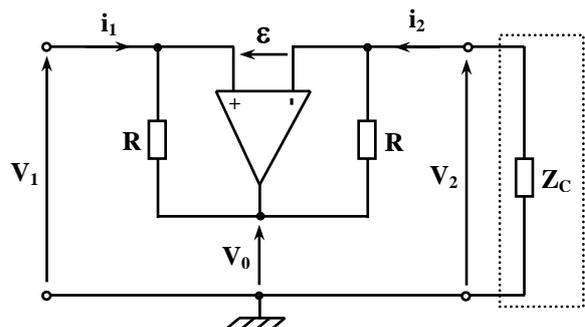


Figure II.21 : I.N.I.C

II.3 FONCTIONNEMENT EN REGIME NON LINEAIRE (SATURE)

Dans ce mode de fonctionnement, on fait intervenir la caractéristique non linéaire de l'AO, qui fonctionne soit en boucle ouverte soit avec contre-réaction positive. On peut utiliser également des composants non linéaires tels que les diodes et les transistors.

II.3.1 Comparateur

La suppression de la contre-réaction entraîne le basculement de la tension de sortie entre $+V_{sat}$ et $-V_{sat}$, avec V_{sat} est la tension de saturation de l'AO, qui est légèrement inférieur à la tension d'alimentation.

II.3.1.1 Détecteur de passage par zéro

On compare une tension d'entrée V_e par rapport au potentiel nul, le moment de basculement de la sortie de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$, ou inversement est l'instant du passage par zéro du signal d'entrée.

- $V_e > 0 \Rightarrow V_s = +V_{sat}$,
- $V_e < 0 \Rightarrow V_s = -V_{sat}$,

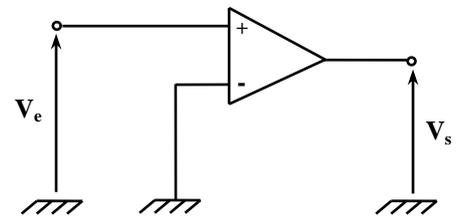


Figure II.22 : Comparateur

II.3.1.2 Comparateur simple

On compare une tension d'entrée V_e à une tension de référence V_R .

$$V_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E \quad (V_R \text{ peut être varié par action sur } R_1 \text{ ou } R_2).$$

- $V_e > V_R \Rightarrow V_s = +V_{sat}$,
- $V_e < V_R \Rightarrow V_s = -V_{sat}$,

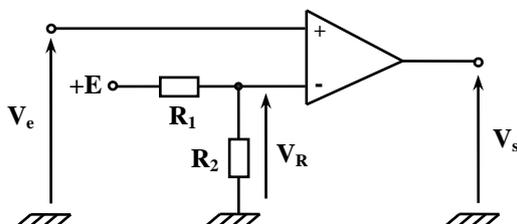


Figure II.23a : Comparateur simple

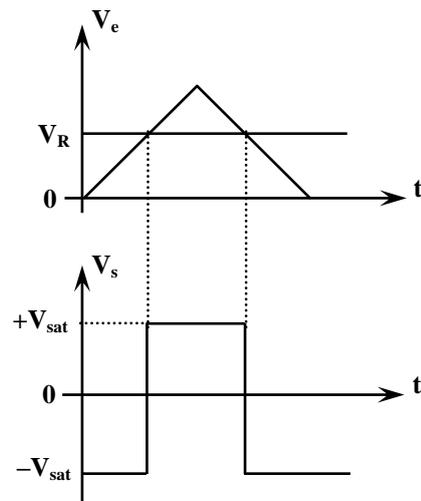


Figure II.23b : Tensions d'entrée et de sortie

II.3.2 Comparateur à hystérésis ou Trigger de Schmitt (Comparateur à deux seuils)

II.3.2.1 Structure avec inversion

$$\varepsilon(t) = V(t) - V_e(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s(t) - V_e(t)$$

Supposant au début $\varepsilon > 0$ d'ou $V_s = +V_{sat} \Rightarrow \varepsilon(t) = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} - V_e(t)$

- Lorsque on augmente V_e jusqu'au l'instant t_1 ou $\varepsilon(t_1) = 0$. Si V_e continue à augmenter, ε devient négative et par conséquent V_s bascule de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$. Alors t_1 est l'instant du premier basculement de V_s de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$ dans le sens ascendant (aller) de la tension V_e ce qui correspond à une valeur V_h telle que :

$$\varepsilon(t_1) = 0 \Rightarrow V_e(t_1) = V_h = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

V_h est appelée seuil de basculement haut.

V_s reste à la valeur $-V_{sat}$ tant que V_e continue à augmenter, alors $\varepsilon(t) = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} - V_e(t)$

- Lorsque on diminue V_e jusqu'au l'instant t_2 ou $\varepsilon(t_2) = 0$. Si V_e continue à diminuer, ε devient positive et par conséquent V_s bascule de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$. Alors t_2 est l'instant du deuxième basculement de V_s de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ dans le sens descendant (retour) de la tension V_e ce qui correspond à une valeur V_b telle que:

$$\varepsilon(t_2) = 0 \Rightarrow V_e(t_2) = V_b = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = -V_h$$

V_b est appelée seuil de basculement bas.

V_s reste à la valeur $+V_{sat}$ tant que V_e continue à diminuer, alors $\varepsilon(t) = +\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} - V_e(t)$

On définit **la tension d'hystérésis** ΔV_H par : $\Delta V_H = V_h - V_b = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

La caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ peut être obtenue en appliquant le théorème de superposition. $|V_h| = |V_b|$: Le cycle d'hystérésis est dit symétrique.

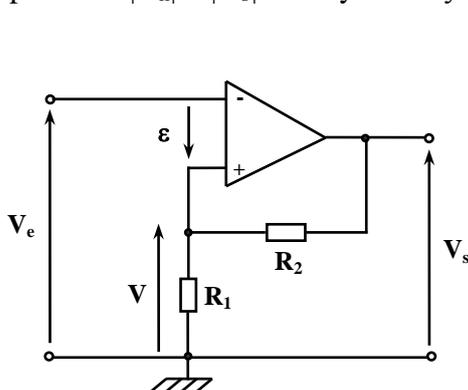


Figure II.24a : Comparateur inverseur

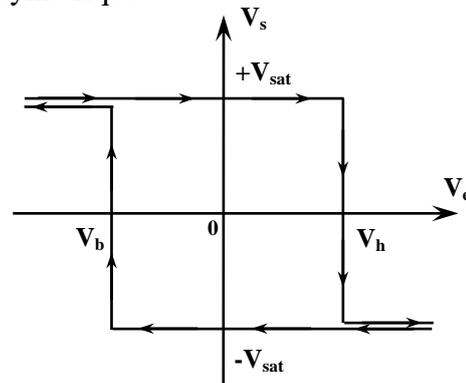


Figure II.24b : Caractéristique de transfert

II.3.2.2 Structure sans inversion

$$\varepsilon(t) = V^+(t) - V^-(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s(t)$$

Supposant au début $\varepsilon < 0$ d'où $V_s = -V_{sat} \Rightarrow \varepsilon(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e(t) - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

• Lorsque on augmente V_e jusqu'au l'instant t_1 ou $\varepsilon(t_1) = 0$. Si V_e continue à augmenter, ε devient positive et par conséquent V_s bascule de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$. Alors t_1 est l'instant du premier basculement de $V_s(t)$ de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$ dans le sens ascendant (aller) de la tension $V_e(t)$ ce qui correspond à une valeur V_h telle que :

$$\varepsilon(t_1) = 0 \Rightarrow V_e(t_1) = V_h = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

V_h est appelée seuil de basculement haut.

V_s reste à la valeur $+V_{sat}$ tant que V_e continue à augmenter, alors $\varepsilon(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

• Lorsque on diminue V_e jusqu'au l'instant t_2 ou $\varepsilon(t_2) = 0$. Si V_e continue à diminuer, ε devient négative et par conséquent V_s bascule de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$. Alors t_2 est l'instant du deuxième basculement de $V_s(t)$ de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$ dans le sens descendant (retour) de la tension $V_e(t)$ ce qui correspond à une valeur V_b telle que :

$$\varepsilon(t_2) = 0 \Rightarrow V_e(t_2) = V_b = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

V_b est appelée seuil de basculement bas.

V_s reste à la valeur $-V_{sat}$ tant que V_e continue à diminuer, alors $\varepsilon(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e(t) - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

On définit **la tension d'hystérésis** ΔV_H par : $\Delta V_H = V_h - V_b = \frac{2R_1}{R_2} V_{sat}$

La caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ peut être obtenue en appliquant le théorème de superposition. $|V_h| = |V_b|$: Le cycle d'hystérésis est dit symétrique.

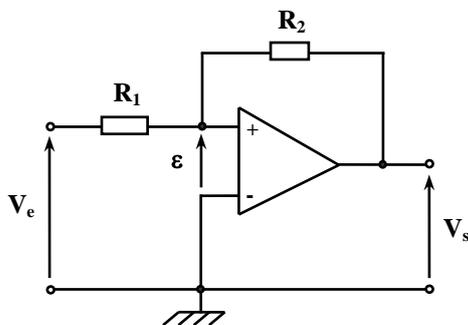


Figure II.25a : Comparateur non inverseur

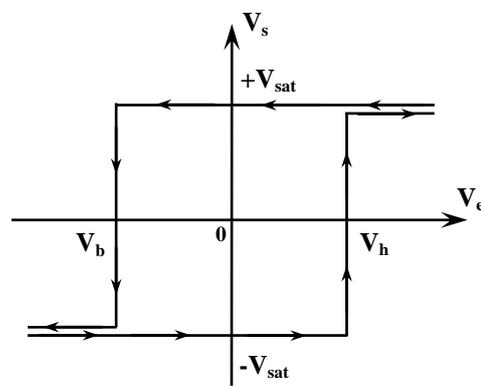


Figure II.25b : Caractéristique de transfert

II.3.3 Multivibrateur astable

II.3.3.1 Multivibrateur à rapport cyclique égale à 1/2

• La tension V_C aux bornes du condensateur, régit par une équation différentielle du premier ordre et à coefficients constants. La solution générale est la somme d'une solution particulière et d'une solution sans second membre.

$$\varepsilon = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s(t) - V_C(t) \text{ soit } k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_C(t) = Ri(t) + V_s(t) \text{ or } i = -C \frac{dV_C}{dt} \Rightarrow V_C(t) + RC \frac{dV_C(t)}{dt} = V_s(t) \text{ soit } \tau = RC$$

• Pour $t \in [0 \quad t_1]$ soit $\varepsilon > 0$ donc $V_s = +V_{sat} \Rightarrow \varepsilon(t) = +kV_{sat} - V_C(t)$:

Le condensateur C se charge alors à travers R avec une constante du temps $\tau = RC$, la tension V_C à ses bornes augmente et lorsqu'elle atteint la valeur kV_{sat} à l'instant t_1 , ε tend à être négative et par conséquent V_s bascule à $-V_{sat}$.

Equation de charge du condensateur :

$$\begin{cases} V_C + \tau \frac{dV_C}{dt} = +V_{sat} \Rightarrow V_C(t) = +V_{sat} + Ae^{-\frac{t}{\tau}} \\ V_C(0) = -kV_{sat} = +V_{sat} + A \Rightarrow A = -V_{sat}(1+k) \end{cases} \Rightarrow \boxed{V_C(t) = +V_{sat} \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t}{\tau}} \right\}} \quad (1)$$

• Pour $t \in [t_1 \quad t_2]$ soit $\varepsilon < 0$ donc $V_s = -V_{sat} \Rightarrow \varepsilon(t) = -kV_{sat} - V_C(t)$:

Le condensateur C se décharge alors dans R avec la même constante du temps $\tau = RC$, la tension V_C à ses bornes diminue et lorsqu'elle atteint la valeur $-kV_{sat}$ à l'instant t_2 , ε tend à être positive et par conséquent V_s commute à $+V_{sat}$ et le cycle recommence de nouveau.

Equation de décharge du condensateur :

$$\begin{cases} V_C + \tau \frac{dV_C}{dt} = -V_{sat} \Rightarrow V_C(t) = -V_{sat} + A'e^{-\frac{t}{\tau}} \\ V_C(t_1) = +kV_{sat} = -V_{sat} + A'e^{-\frac{t_1}{\tau}} \Rightarrow A' = V_{sat}(1+k)e^{\frac{t_1}{\tau}} \end{cases} \Rightarrow \boxed{V_C(t) = -V_{sat} \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \right\}} \quad (2)$$

• La période T du signal de sortie :

$$(1) \Rightarrow V_C(t_1) = +kV_{sat} = +V_{sat} \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right\} \Rightarrow e^{-\frac{t_1}{\tau}} = \frac{1+k}{1-k} \Rightarrow t_1 = \tau \ln \left(\frac{1+k}{1-k} \right)$$

$$(2) \Rightarrow V_C(t_2) = -kV_{sat} = -V_{sat} \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}} \right\} \Rightarrow e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}} = \frac{1+k}{1-k} \Rightarrow t_2 - t_1 = \tau \ln \left(\frac{1+k}{1-k} \right)$$

On obtient alors un générateur de signaux carrés de période T et de rapport cyclique r :

$$T = t_2 = 2t_1 = 2\tau \text{Ln} \left(\frac{1+k}{1-k} \right) = 2RCL \text{Ln} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$r = \frac{t_1}{T} = \frac{1}{2} ; r' = \frac{t_2 - t_1}{T} = \frac{1}{2}$$

On peut calculer également les instants t_{01} et t_{02} du passage par zéro du signal $V_C(t)$.

$$(1) \Rightarrow V_C(t_{01}) = 0 \Rightarrow +V_{sat} \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t_{01}}{\tau}} \right\} = 0 \Rightarrow e^{-\frac{t_{01}}{\tau}} = 1+k \Rightarrow t_{01} = \tau \text{Ln}(1+k)$$

$$(2) \Rightarrow V_C(t_{02}) = 0 \Rightarrow -V_{sat} \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \right\} = 0 \Rightarrow e^{-\frac{t_{02}-t_1}{\tau}} = 1+k \Rightarrow t_{02} = t_1 + \tau \text{Ln}(1+k)$$

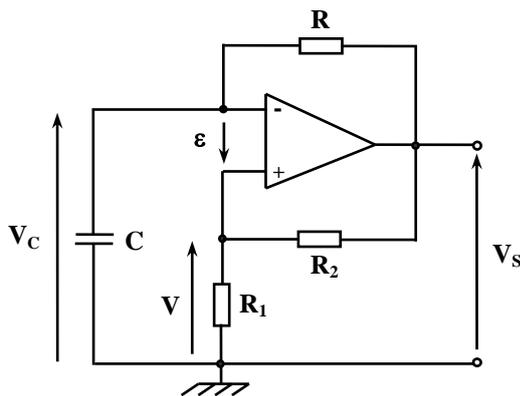


Figure II.26a : Multivibrateur Astable

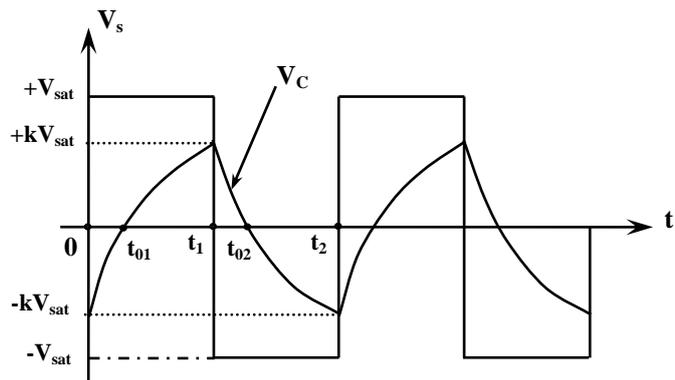


Figure II.26b : Graphe des tensions V_s et V_C

- Deux diodes zener en tête bêche placées en parallèle aux bornes de la sortie permettent de modifier la valeur de la tension V_s de V_{sat} à V_z . R_0 est une résistance de protection.

– La période reste inchangée

– $V_C \in [-kV_z \ +kV_z]$

– $V_s \in [-V_z \ +V_z]$

II.3.3.2 Multivibrateur à rapport cyclique variable :

Le principe de fonctionnement de ce montage est identique à celui du circuit de la figure II.26.a. La différence résulte du fait que les constantes du temps de charge et de décharge du condensateur sont différentes et dépendent de la position du potentiomètre P, ce qui entraîne que t_1 est différent de $T/2$, en plus il est variable donc le rapport cyclique est aussi variable.

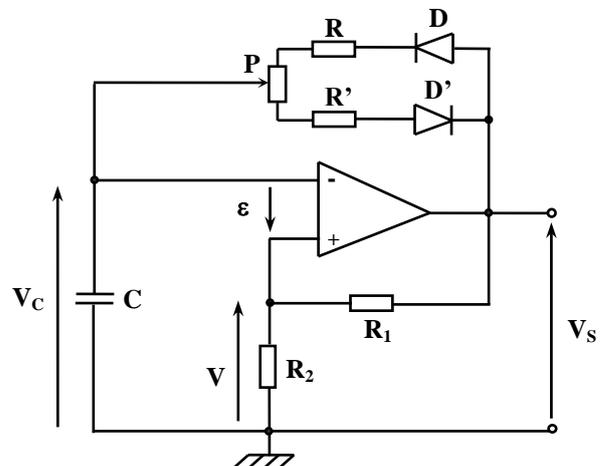


Figure II.27 : Multivibrateur Astable

II.3.4 Circuit monostable

Ce circuit fournit une impulsion "carrée", de longueur bien déterminée lorsqu'il est déclenché par une impulsion externe. Le signal de déclenchement est envoyé par l'intermédiaire d'une diode sur l'entrée non inverseuse.

$$\varepsilon(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s(t) - V_C(t) \text{ soit } k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

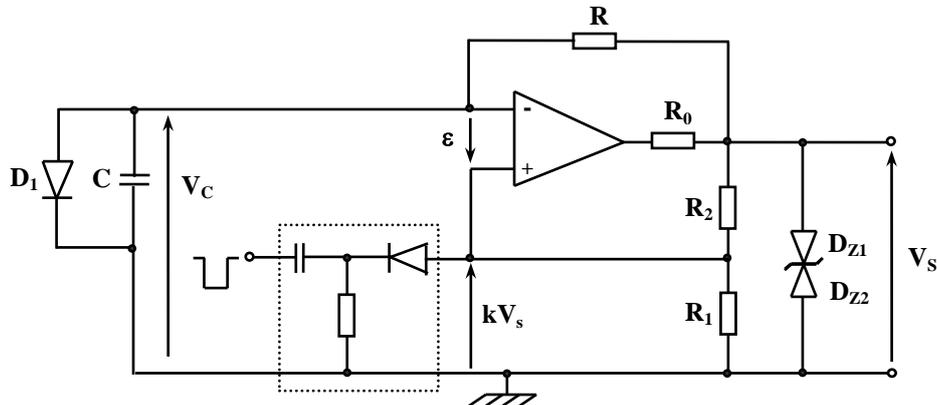


Figure II.28a : Circuit monostable

- Si on suppose au début que $V_s = +V_z$. La capacité C se charge et lorsqu'elle atteint la tension de seuil de la diode D_1 ($V_{D1} \approx +0,7 \text{ V}$), elle sera écrêtée d'où $V_C = V_{D1} = 0,7 \text{ V}$ et $\varepsilon = +kV_z - V_{D1} > 0$ alors V_C reste égale à $0,7 \text{ V}$ lorsqu'il n'y a pas une impulsion de déclenchement : C'est un état stable.

A l'instant t_1 , on applique une impulsion de déclenchement négative dont l'amplitude est supérieure à $(kV_z - 0,7)$. Alors ε devient négative ($\varepsilon = -kV_z - V_C < 0$) et la sortie bascule à $-V_z$. Le condensateur se décharge dans R, suite au blocage de la diode D_1 , donc V_C diminue jusqu'à atteindre la valeur $-kV_z$, alors ε tend à être positive est la sortie commute à $+V_z$. Le condensateur se charge jusqu'au $+0,7 \text{ V}$ et on obtient l'état stable en attendant une nouvelle impulsion de déclenchement ($\varepsilon = +kV_z - V_C > 0$).

- La tension V_C aux bornes du condensateur régit par l'équation différentielle du premier ordre et à coefficient constants suivante :

$$V_C(t) = Ri(t) + V_s(t) \text{ or } i = -C \frac{dV_C}{dt} \Rightarrow V_C(t) + RC \frac{dV_C(t)}{dt} = V_s(t) \text{ soit } \tau = RC$$

– Pour $t \in [0 \quad t_1]$ on à $V_s = +V_z$ et $V_C = V_{D1} \Rightarrow \varepsilon(t) = +kV_z - V_{D1} > 0$: Etat stable.

– Pour $t \in [t_1 \quad t_2]$ on à $V_s = -V_z \Rightarrow \varepsilon(t) = -kV_z - V_C(t) < 0$:

Le condensateur C se décharge alors à travers R avec une constante du temps $\tau = RC$, la tension V_C à ses bornes diminue et lorsqu'elle atteint la valeur $-kV_z$ à l'instant t_2 , ε tend à être positive et par conséquent V_s bascule à $+V_z$.

Equation de décharge du condensateur :

$$\begin{cases} V_C + \tau \frac{dV_C}{dt} = -V_z \Rightarrow V_C(t) = -V_z + Ae^{-\frac{t}{\tau}} \\ V_C(t_1) = V_{D1} = 0,7V = -V_z + Ae^{-\frac{t_1}{\tau}} \Rightarrow A = (V_z + V_{D1})e^{\frac{t_1}{\tau}} \end{cases} \Rightarrow \boxed{V_C(t) = -V_z + (V_z + V_{D1})e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}} \quad (1)$$

– Pour $t > t_2$ on a $V_s = +V_z \Rightarrow \varepsilon(t) = +kV_z - V_C(t) > 0$:

Le condensateur C se charge alors dans R avec la même constante du temps $\tau = RC$, la tension V_C à ses bornes augmente et lorsqu'elle atteint la valeur V_{D1} à l'instant $t_{0,7}$, elle sera écrêtée par la diode D_1 , ε reste positive et par conséquent V_s reste à $+V_z$ et V_C reste à V_{D1} (0,7 V) c'est l'état stable en attendant une impulsion de déclenchement pour recommencer le cycle de nouveau.

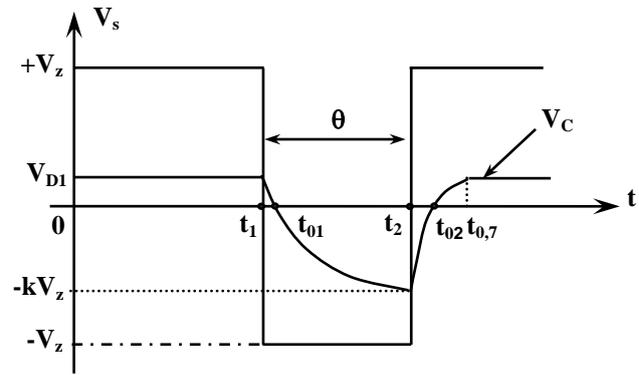


Figure II.28b : Graphes des tensions V_s et V_C

Equation de charge du condensateur :

$$\begin{cases} V_C + \tau \frac{dV_C}{dt} = +V_z \Rightarrow V_C(t) = +V_z + A'e^{-\frac{t}{\tau}} \\ V_C(t_2) = -kV_z = +V_z + A'e^{-\frac{t_2}{\tau}} \Rightarrow A' = -V_z(1+k)e^{\frac{t_2}{\tau}} \end{cases} \Rightarrow \boxed{V_C(t) = +V_z \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t-t_2}{\tau}} \right\}} \quad (2)$$

• La largeur θ de l'impulsion de sortie :

$$(1) \Rightarrow V_C(t_2) = -kV_z = -V_z + (V_z + V_{D1})e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}} \Rightarrow e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}} = \frac{V_z(1-k)}{V_z + V_{D1}} \Rightarrow t_2 - t_1 = \tau \text{Ln} \left(\frac{V_z + V_{D1}}{V_z(1-k)} \right)$$

On obtient alors un générateur d'impulsion commandé de largeur θ :

$$\boxed{\theta = t_2 - t_1 = RCLn \left(\frac{V_z + V_{D1}}{V_z(1-k)} \right)}$$

On peut calculer les instants t_{01} et t_{02} du passage du signal $V_C(t)$ par zéro ainsi que $t_{0,7}$.

$$(1) \Rightarrow V_C(t_{01}) = 0 \Rightarrow -V_z + (V_z + V_{D1})e^{-\frac{t_{01}-t_1}{\tau}} = 0 \Rightarrow e^{-\frac{t_{01}-t_1}{\tau}} = 1 + \frac{V_{D1}}{V_z} \Rightarrow t_{01} = t_1 + \tau \text{Ln} \left(1 + \frac{V_{D1}}{V_z} \right)$$

$$(2) \Rightarrow \begin{cases} V_C(t_{02}) = 0 \Rightarrow +V_z \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t-t_2}{\tau}} \right\} = 0 \Rightarrow e^{-\frac{t_{02}-t_2}{\tau}} = 1+k \Rightarrow t_{02} = t_2 + \tau \text{Ln}(1+k) \\ V_C(t_{0,7}) = V_{D1} \Rightarrow +V_z \left\{ 1 - (1+k)e^{-\frac{t_{0,7}-t_2}{\tau}} \right\} = V_{D1} \Rightarrow t_{0,7} = t_2 + \tau \text{Ln} \left(\frac{V_z(1+k)}{V_z - V_{D1}} \right) \end{cases}$$

II.3.5 Redresseur

Ce montage fonctionne comme un redresseur mono alternance sans seuil.

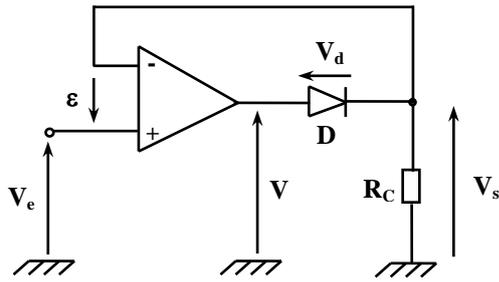


Figure II.29a : Redresseur mono-alternance

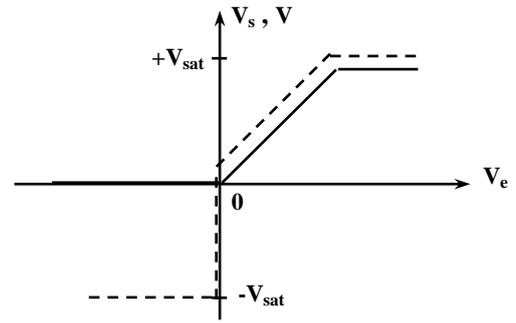


Figure II.29b : Diagramme de transfert

Si V_e est nulle, V_s sera nulle aussi. Lorsque V_e augmente alors V augmente à un niveau qui rend la diode passante ($V = A.\epsilon$), l'AO se comporte comme un suiveur et la tension de seuil de la diode V_d sera divisée par A , ce qui élimine le décalage entre l'entrée et la sortie.

$$\epsilon = V_e - V_s = \frac{V}{A} = \frac{V_d + V_s}{A} \Rightarrow V_s \left(1 + \frac{1}{A}\right) = V_e - \frac{V_d}{A}$$

$$A \gg 1 \text{ et } V \approx 0,7 \text{ V} \Rightarrow V_s \approx V_e - \frac{V_d}{A} \approx V_e$$

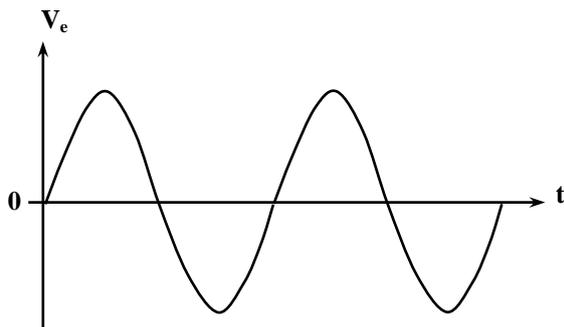


Figure II.29c : Tension d'entrée

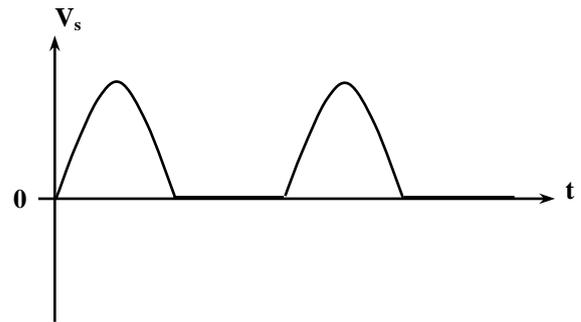


Figure II.29d : Tension de sortie

Le redressement de l'alternance négative peut se faire en inversant le sens de la diode.

II.3.6 Ecrêteur de niveau

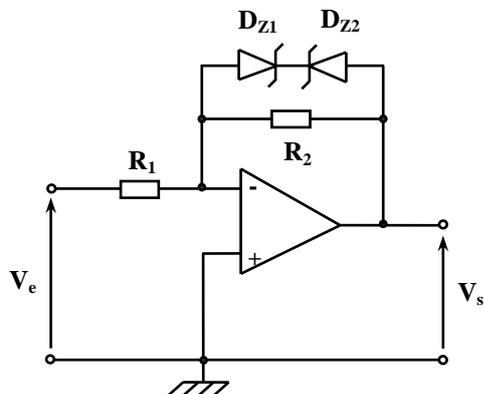


Figure II.30a : Ecrêteur de niveau

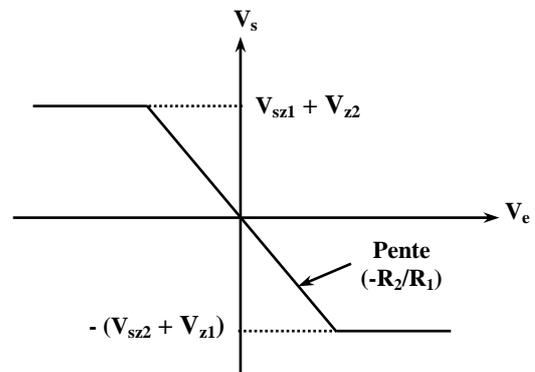


Figure II.30b : Diagramme de transfert

Le gain de ce montage est identique à celui d'un amplificateur inverseur. La particularité réside dans le fait que dès que la tension de sortie dépasse la tension de claquage des diodes zener ; le signal est écrêté.

La diode D_{Z1} écrête le signal positif de sortie, D_{Z2} le signal négatif de sortie. On peut donc choisir quelle alternance du signal on veut écrêter.

Sans oublier l'inversion de phase de 180° du signal de sortie par rapport au signal d'entrée.

On peut par le même montage supprimer une diode pour écrêter une seule alternance.

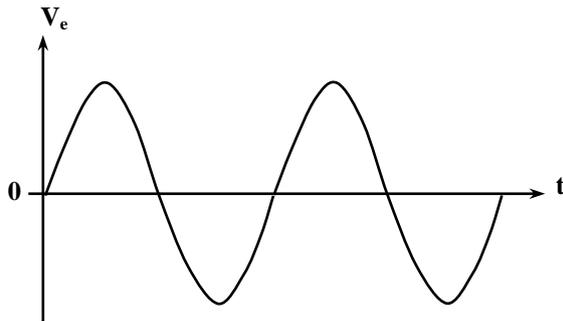


Figure II.30c : Tension d'entrée

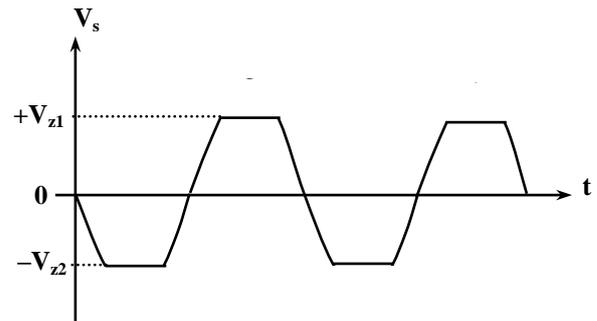


Figure II.30d : Tension de sortie