CHAPITRE 11 Les amplificateurs opérationnels

I. INTRODUCTION.

Comme nous avons pu le constater dans les chapitres précédents, les montages amplificateurs de base à transistors ne sont pas très commodes d'emploi :

- ils ne transmettent pas le continu ;

- ils sont tributaires des dispersions des transistors, ce qui fait que leurs caractéristiques sont imprécises et non répétables ;

- leurs performances sont moyennes, et à moins d'aligner un montage à plusieurs transistors, on ne peut pas avoir simultanément fort gain en tension, haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie.

Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches) commode d'emploi.

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus, et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...) ; les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.

Les amplificateurs opérationnels ont beaucoup progressé depuis leur création, et tendent maintenant à devenir très proches de l'amplificateur idéal (l'amplificateur opérationnel parfait, AOP).

II. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL PARFAIT.

A. PRINCIPE.

A la base, l'AOP est un amplificateur différentiel, donc muni de deux entrées , l'une dite non inverseuse (V_+) et l'autre inverseuse (V_-), et d'une sortie (s) :

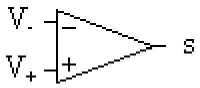

Fig. 1. Symbole d'un amplificateur différentiel.

La fonction de transfert complète en continu (en pratique, A_{vd} et A_{vmc} dépendent de la fréquence) de cet amplificateur est donnée par la formule :

$$s = A_{vd}(V_+ - V_-) + A_{vmc}\left(\frac{V_+ + V_-}{2}\right) \qquad [1]$$

A_{vd} est le gain en tension différentiel de l'amplificateur, et A_{vmc} le gain en tension de mode commun. Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que ces gains ne dépendent pas de la fréquence.

Les gains, ainsi que les impédances d'entrée et de sortie d'un AOP doivent répondre à des critères précis. On peut donner un schéma équivalent de l'AOP :

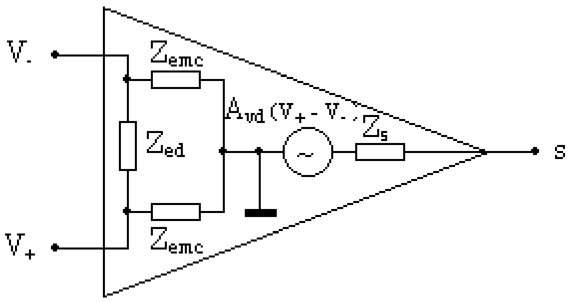

Fig. 2. Schéma équivalent d'un AOP.

B. CARACTÉRISTIQUES.

Pour que cet amplificateur soit parfait, les gains en tension doivent répondre aux caractéristiques suivantes :

- $A_{vd} = \infty$

- $A_{vmc} = 0$

On distingue deux types d'impédances d'entrée dans un AOP : l'impédance différentielle et celles de mode commun, qui sont définies sur le schéma de la figure 2.

Un ampli parfait doit répondre aux critères suivants du point de vue des impédances :

- $Z_{ed} = \infty$

- $Z_{emc} = \infty$

- $Z_s = 0$

En résumé : un amplificateur opérationnel parfait est un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, rejetant parfaitement le mode commun, dont les impédances d'entrées sont infinies et l'impédance de sortie est nulle. En pratique, nous verrons que l'amplificateur opérationnel réel présente des défauts par rapport à l'idéalisation que constitue l'AOP, mais le modèle de ce dernier est suffisant pour étudier la plupart des montages simples sans faire des calculs laborieux et inutiles : en effet, du point de vue impédances et gains, et sauf à utiliser les composants à leurs limites, les amplis réels sont suffisamment près des AOP pour qu'on fasse les approximations avec une erreur minime (très souvent mieux que le %). Seul le comportement fréquentiel pose vraiment problème par rapport au modèle idéal.

C. FONCTIONNEMENT D'UN SYSTÈME BOUCLÉ.

Tous les montages fondamentaux vont être étudiés avec les hypothèses relatives au modèle d'AOP parfait telles que décrites précédemment.

Dans ces hypothèses, on a vu que le gain en tension différentiel tendait vers l'infini : cela implique que la tension d'entrée différentielle (V_+ - V_-) va devoir tendre vers 0 pour que la tension de sortie soit finie (voir équation [1]).

Une grande conséquence de ceci est qu'on n'utilisera (quasiment) jamais un amplificateur opérationnel en boucle ouverte pour un fonctionnement linéaire ; on l'utilisera toujours avec une contre réaction, soit en boucle fermée : on réinjectera une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (retour du signal en opposition de phase). Nous allons maintenant étudier quelques rudiments de la théorie des systèmes bouclés pour mieux comprendre le fonctionnement des montages classiques utilisant des AOP.

1. Schéma-bloc d'un système bouclé.

On peut représenter un système bouclé à une entrée et une sortie de la manière suivante :

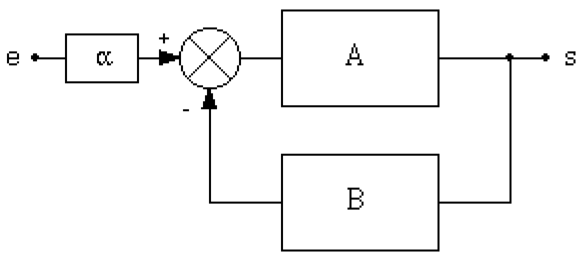

Fig. 3. Système bouclé.

Le signal est d'abord atténué en passant dans le bloc de fonction de transfert α(qui dans beaucoup de cas est égale à l'unité : on peut alors supprimer ce bloc), et arrive ensuite dans un mélangeur différentiel.

Dans ce mélangeur, une fraction du signal de sortie est soustraite du signal d'entrée atténué. Le tout est multiplié par la fonction de transfert du bloc A. On obtient l'équation suivante :

$$s = A\,(\alpha e - Bs) \qquad [2]$$

On peut en tirer le rapport H=s/e, qui est la fonction de transfert du système bouclé :

$$H = \frac{s}{e} = \frac{\alpha A}{1+AB} \qquad [3]$$

Le produit AB est le **gain de boucle** du système ; dans un système bouclé, on cherche à ce qu'il soit le plus grand possible de manière à ce que H dépende très peu de A. En effet, si AB>>1, on peut écrire :

$$H = \frac{s}{e} \cong \frac{\alpha}{B} \qquad [4]$$

Si α et B sont bien maîtrisés (ce sont la plupart du temps des réseaux constitués de composants passifs de précision correcte), la fonction de transfert H ne dépendra quasiment plus de la fonction de transfert A, qui pourra être assez imprécise, pourvu que sa valeur soit élevée. On réalise un asservissement de la sortie à l'entrée au facteur α/B près.

Deux autres avantages (que nous ne démontrerons pas ici) concernent les impédances d'entrée et de sortie :

- l'impédance différentielle d'entrée est multipliée par le gain de boucle.

- l'impédance de sortie est divisée par le gain de boucle.

Ces deux propriétés sont importantes, car elles vont permettre d'améliorer les performances apparentes des amplificateurs réels, et donc de justifier encore mieux le fait qu'on utilise le modèle de l'AOP pour faire les calculs.

2. Application à l'AOP.

Le fonctionnement en asservissement tel que décrit précédemment va convenir idéalement aux amplificateurs opérationnels : ceux-ci présentent un gain en tension très élevé, mais défini à un facteur trois ou quatre près sur un lot de composants et en fonction des conditions d'utilisation (charge, température...). Le fait de les boucler va permettre de s'affranchir de leurs imperfections.

L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain. On peut reprendre le schéma de la figure 3 et l'adapter à son cas.

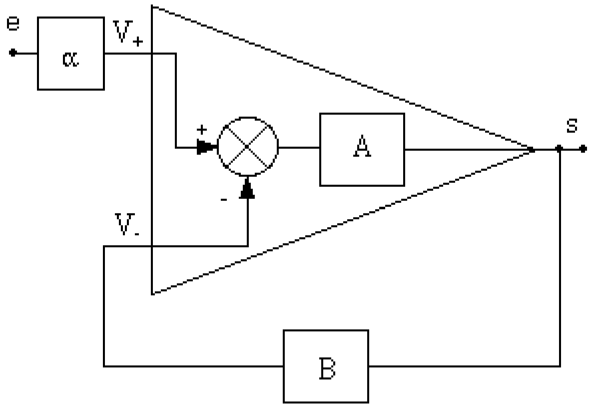

Fig. 4. L'AOP bouclé.

Ce montage appelle quelques commentaires :

- La fonction de transfert A est le gain différentiel de l'amplificateur (infini pour un AOP, très grand et dépendant de la fréquence pour un ampli réel).

- les blocs α et B sont des quadripôles (donc munis de deux entrées et de deux sorties) ; dans le cas des montages à AOP, ces quadripôles ont en fait une entrée et une sortie reliées à la masse : elles ne sont pas représentées sur les schémas blocs.

- si le signal d'entrée e rentre (via le bloc α) sur l'entrée V_-, il faudra rajouter un signe - à α pour que les équations précédentes soient vérifiées.

On a vu que dans le cas de l'AOP, le gain A est infini. Le gain de boucle sera donc lui aussi infini, et à la sortie du mélangeur différentiel, on va avoir un signal qui tend vers 0 pour que le signal de sortie s ait une valeur finie.

L'amplificateur ne va pas amplifier le signal proprement dit, mais l'écart entre l'entrée et la sortie qui va donc copier fidèlement l'entrée au facteur α/B près. On parle alors d'amplificateur d'erreur.

3. Calcul des montages à AOP.

Il existe deux alternatives pour calculer les montages à amplificateurs opérationnels : utiliser la loi d'ohm, ou les traiter par la méthode des schémas-blocs.

Pour la suite du cours, les montages (qui sont des montages de base, donc simples) seront calculés à l'aide de la loi d'ohm ; toutefois, pour illustrer au moins une fois le calcul par schéma-blocs, nous allons traiter l'amplificateur inverseur par cette méthode.

Pour des montages un peu compliqués, la loi d'Ohm (et ses dérivés : théorème de superposition, Thévenin...) donnent assez vite des mises en équation laborieuses ; de plus, si on veut prendre en ligne de compte le comportement fréquentiel de l'amplificateur réel, les calculs deviennent trop complexes et peu intelligibles.

On calculera alors les montages par la méthode des blocs. Cette méthode est aussi très pratique dans le cas de calcul de fonctions de transferts à l'aide d'outils informatiques : le problème est bien décomposé et donc plus facile à simuler.

III. MONTAGES DE BASE À AOP.

Dans "amplificateur opérationnel", il y a deux mots :

- amplificateur : c'est la fonction de base de ce composant ; on va étudier plusieurs montages amplificateurs de base.

- opérationnel : les caractéristiques de cet ampli nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques telles que dérivée, intégrale, Log... Ces fonctions ont autrefois (il y a 25 ans !) été utilisées dans des calculateurs analogiques, et permettaient notamment de résoudre des équations différentielles, et ainsi de simuler des réponses de systèmes physiques divers (mécaniques, acoustiques...). D'où le nom "opérationnel". Nous étudierons les fonctions opérationnelles de base.

A. AMPLIFICATION

1. Amplificateur inverseur.

C'est le montage de base à amplificateur opérationnel. L'entrée non inverseuse est reliée à la masse ; le signal d'entrée est relié à l'entrée inverseuse par une résistance R_1, et la sortie est reliée à cette entrée par une résistance R_2.

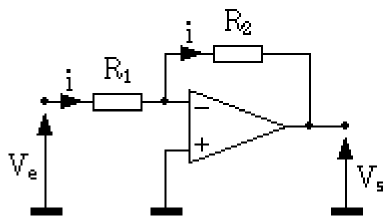

Fig. 5. Amplificateur inverseur.

- **Calcul par la loi d'ohm.**

La mise en équation est très simple, et s'appuie sur les conditions vues lors de la définition de l'AOP :

- les impédances d'entrée étant infinies, il n'y a pas de courant qui rentre dans l'entrée inverseuse (V_-) ; par conséquent, tout le courant i arrivant dans R_1 ira par R_2 vers la sortie de l'AOP.

- Le gain A_{vd} est infini ; dans ces conditions, (V_+ - V_-) va tendre vers 0.

De cette dernière constatation, on peut tirer une équation simplissime, mais fondamentale, et toujours vraie en fonctionnement linéaire :

$$V_+ = V_- \qquad [5]$$

Comme V_+ est à la masse, V_- se retrouve au même potentiel : comme ce point n'est pas relié physiquement à la masse, on parle de masse virtuelle ; pratiquement, et du point de vue calcul, tout se passe comme si V_- était vraiment relié à la masse.

Ces constatations étant faites, le calcul du gain en tension est un jeu d'enfant :

$$V_e = R_1 i \qquad [6]$$

$$V_s = -R_2 i \qquad [7]$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad [8]$$

On fera attention à l'expression [7] : la tension et le courant sont dans le même sens, d'où le signe -.

Le gain en tension est donc négatif, et sa valeur ne dépend que des deux résistances R_1 et R_2, qui peuvent être très précises : contrairement aux montages à transistors, le résultat va être fiable et répétable !

Le calcul de l'impédance d'entrée est aussi simple :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} \qquad [9]$$

$$Z_e = R_1 \qquad [10]$$

On voit ici les limites de ce montage amplificateur : pour obtenir un fort gain en tension, il faut augmenter R_2 et diminuer R_1 ; or, on va de ce fait diminuer l'impédance d'entrée. Comme celle ci devra rester suffisamment grande et que d'autre part, on ne peut pas augmenter R_2 au delà de quelques MΩ (problèmes de bruit, les imperfections des amplis réels deviennent sensibles...), le gain sera limité et ne pourra pas trop dépasser quelques centaines, ce qui est déjà très bon !

L'impédance de sortie sera nulle, comme celle de l'AOP, et comme celle de tous les autres montages basés sur un AOP :

$$Z_s = 0 \qquad [11]$$

- **Calcul par la méthode des schémas-blocs.**

On a ici un réseau de deux résistances partant de l'entrée et aboutissant à la sortie, en passant par l'entrée - de l'ampli.

Comment se ramener à un schéma équivalent à celui de la figure 4 ? D'abord, on remarque qu'aucun signal n'arrive sur l'entrée + de l'ampli : c'est un des cas où on va mettre un signe - au terme α. Ensuite, pour calculer α et B, il va falloir utiliser le théorème de superposition.

Partant de ces deux remarques, on peut définir le quadripôle α (figure 6). Il devrait théoriquement arriver sur l'entrée + de l'ampli, on compensera le fait qu'il arrive sur l'entrée - par un signe -. Pour déterminer le quadripôle α, on utilise le théorème de superposition : on considère que V_s est égal à 0, seule compte la contribution de V_e. La valeur de α est alors triviale (pont diviseur) :

$$\alpha = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad [12]$$

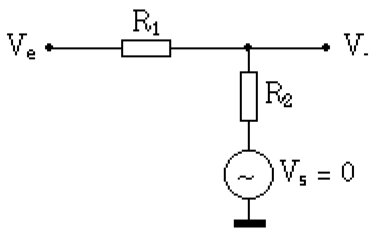

Fig. 6. Quadripôle α.

De la même manière, on va obtenir le quadripôle B : théorème de superposition, on "éteint" la source V_e, et ici, pas de signe -, car B reboucle bien sur l'entrée - de l'ampli.

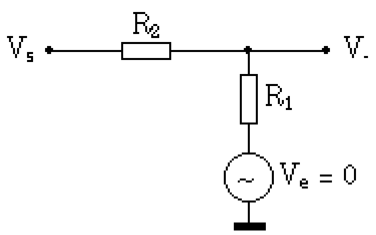

Fig. 7. Quadripôle B.

B vaudra :

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [13]$$

Au final, si on applique le résultat de l'équation [4] à nos valeurs, on obtient bien :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad [14]$$

On note que dans ce cas, la méthode des schémas-blocs est plus longue que l'utilisation de la loi d'ohm : nous l'avons déjà dit, elle devient "rentable" quand le schéma se complique, ou pour faire des simulations sur ordinateur (logiciels de tracé de courbes travaillant en complexes, calculateurs vectoriels et matriciels...)

2. Généralisation à des dipôles quelconques.

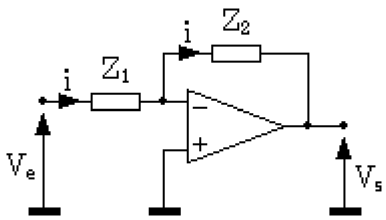

Fig. 8. Amplificateur inverseur généralisé.

On a précédemment établi un résultat pour deux résistances R_1 et R_2 ; on peut appliquer ce résultat à n'importe quels dipôles d'impédances Z_1 et Z_2. **La condition que Z_1 et Z_2 soient des dipôles est fondamentale**. Le gain en tension est le suivant :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \qquad [15]$$

Ceci ouvre la voie à tout une panoplie de filtres et correcteurs en fréquence divers et variés ; le gros avantage de l'AOP par rapport à des circuits purement passifs, c'est qu'on va pouvoir amplifier le signal à certaines fréquences, et non plus seulement l'atténuer, ce qui offre des débouchés nouveaux et intéressants.

3. Amplificateur non inverseur.

L'amplificateur non inverseur est le deuxième amplificateur de base. Pour calculer le gain en tension, on va se servir de l'équation [5] et en déduire :

$$V_e = V_- \qquad [16]$$

R_2 et R_1 forment un pont diviseur entre V_s et V_- , soit :

$$V_e = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [17]$$

On en tire :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad [18]$$

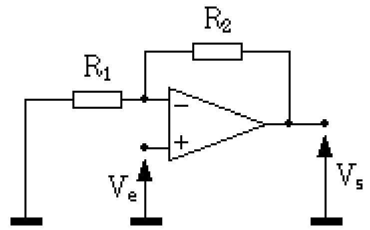

Fig. 9. Amplificateur non inverseur.

Le gain est non seulement positif (ampli non inverseur), mais il est aussi toujours supérieur à 1, alors que l'ampli non inverseur autorisait un gain (en valeur absolue) inférieur à 1, soit une atténuation. Notons que pour un ampli, cette caractéristique n'est pas trop gênante...

Pour ce qui est de l'impédance d'entrée, on attaque directement l'entrée de l'ampli : elle sera donc infinie dans le cas d'un AOP, et très grande dans tous les cas ; de plus, elle ne dépend pas du gain choisi, ce qui laisse plus de latitude dans le choix de R_1 et R_2 pour régler le gain que dans le cas du montage inverseur. L'impédance de sortie est nulle :

$$Z_e = \infty \qquad [19]$$

$$Z_s = 0 \qquad [20]$$

On a donc ici un ampli qui présente des caractéristiques idéales ! En pratique, seul le comportement en fréquence de l'amplificateur opérationnel réel viendra ternir le tableau.

On notera la simplicité de mise en œuvre du montage, comparé à un étage à transistor : impédances idéales, gain ajustable à loisir et de façon précise, voire réglable par un simple potentiomètre, transmission de signaux continus, tout ceci avec un seul amplificateur opérationnel (généralement en boîtier 8 broches) et deux résistances !

Tout comme pour l'amplificateur inverseur, une généralisation de ce montage est faisable avec n'importe quels dipôles d'impédance Z_1 et Z_2 remplaçant respectivement les résistances R_1 et R_2. l'expression du gain devient :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad [21]$$

4. Montage suiveur.

Ce montage est une extrapolation de l'ampli précédent, avec $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite.

Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.

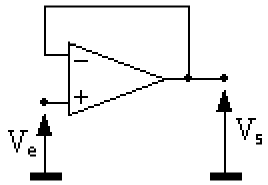

Fig. 10. Amplificateur suiveur.

B. MONTAGES OPÉRATIONNELS.

Après les fonctions d'amplification de base, on va voir plusieurs montages opérationnels, dans le sens où ils vont réaliser des opérations arithmétiques sur un ou plusieurs signaux.

1. Additionneur inverseur.

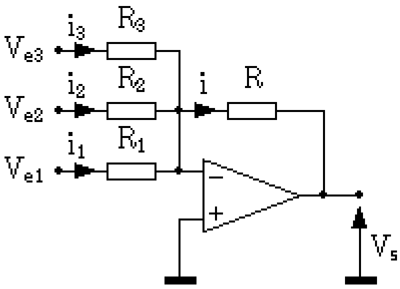

Fig. 11. Amplificateur sommateur inverseur.

On a souvent besoin de mélanger plusieurs signaux ensemble ; la difficulté réside dans le fait qu'il faut éviter toute interaction de réglage des gains affectés aux différentes entrées, ceci pour deux raisons :

- si on doit recalculer tout l'échafaudage à chaque modification du gain d'une entrée, ou en cas de rajout d'une entrée, le montage n'est pas vraiment pratique.

- on ne peut pas faire varier le gain de chaque voie indépendamment des autres, à l'aide d'un potentiomètre, par exemple, alors que c'est une fonction souvent demandée à ce genre de montage.

Le circuit décrit ici permet de s'affranchir de ces défauts.

À la base de ce montage, on retrouve l'amplificateur inverseur ; on avait vu que l'entrée inverseuse était considérée comme une masse virtuelle, et qu'aucun courant n'entrait dans l'AOP. De ce fait, chaque courant i_i ne dépend que de la tension d'entrée V_{ei} et de R_i relatif à sa branche : il n'y aura donc pas d'interaction entre les différentes entrées.

On a :

$$V_{e1} = R_1 i_1 \quad [22]$$

$$V_{e2} = R_2 i_2 \quad [23]$$

$$V_{e3} = R_3 i_3 \quad [24]$$

La loi des nœuds en V_- nous donne :

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \qquad [25]$$

En sortie, on a :

$$V_s = -R\, i \qquad [26]$$

Au global, on obtient pour V_s :

$$V_s = -\left(V_{e1} \frac{R}{R_1} + V_{e2} \frac{R}{R_2} + V_{e3} \frac{R}{R_3} \right) \quad [27]$$

On voit qu'on peut ajuster le gain globalement en jouant sur R, et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances R_i. Ce montage offre donc toutes les souplesses.

On peut obtenir un additionneur inverseur pur en fixant toutes les résistances du montage à la même valeur.

Aux chapitre des inconvénients, l'impédance d'entrée de chaque voie i est égale à la résistance R_i :

$$Z_{ei} = R_i \qquad [28]$$

La latitude de réglage citée précédemment baisse donc un peu du fait de cette contrainte, car plus le gain sera élevé, plus l'impédance d'entrée sera faible.

Comme d'habitude, l'impédance de sortie de ce circuit est voisine de 0.

2. Montage soustracteur (différentiel).

Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux. C'est un montage de base très important en mesures.

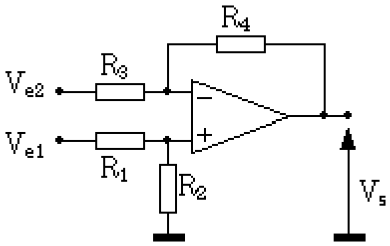

Fig. 12. Amplificateur différentiel.

Pour calculer le gain en tension de cet étage, on va faire appel à la formule du pont diviseur et au théorème de superposition. Le lien va encore être l'équation :

$$V_+ = V_- \qquad [29]$$

La tension sur l'entrée non inverseuse est :

$$V_+ = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad [30]$$

La formule du pont diviseur est ici appliquée sans approximation, car l'impédance d'entrée de l'AOP est infinie.

Le calcul de la tension sur l'entrée inverseuse se fait en deux temps, et avec l'aide du théorème de superposition :

$$V_- = V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} \qquad [31]$$

Des équations [29], [30] et [31], on tire :

$$V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \qquad [32]$$

La formule générale de la tension de sortie de ce montage est donc :

$$V_s = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3} \qquad [33]$$

Tel quel, ce montage n'est pas un ampli de différence ; il faut imposer des conditions sur les résistances. Si on pose :

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \qquad [34]$$

en remplaçant k par sa valeur dans [33] et compte tenu de la propriété suivante :

$$k = \frac{1 + k}{1 + 1/k} \quad [35]$$

on obtient :

$$V_s = k\,(V_{e1} - V_{e2}) \qquad [36]$$

On a bien en sortie la différence des deux signaux d'entrée multipliée par le gain k.

Si les résistances ne sont pas bien appariées deux à deux dans le rapport de k (condition [34]), le gain ne sera plus purement différentiel ; il va apparaître un terme de mode commun. Ce défaut sera expliqué en détail dans le cours d'électronique 2 (Amplificateur d'instrumentation).

Les impédances d'entrée Z_{e1} et Z_{e2} sont difficiles à cerner, surtout celle de l'entrée inverseuse Z_{e2} ; on retiendra qu'elles sont différentes, ce qui peut poser des problèmes pour certaines applications.

On peut aussi définir une impédance d'entrée différentielle Z_{ed} et une de mode commun Z_{emc}. Une de ces impédances est constante, c'est l'impédance d'entrée différentielle Z_{ed} :

$$Z_{ed} = \frac{V_{e1} - V_{e2}}{i_{e1} - i_{e2}} = R_1 \qquad [37]$$

Cette valeur est équivalente à ce qu'on obtient avec l'amplificateur inverseur : elle est faible quand le gain devient élevé.

3. Montage intégrateur.

Nous attaquons ici les montages opérationnels plus sophistiqués que de simples additions ou soustractions.

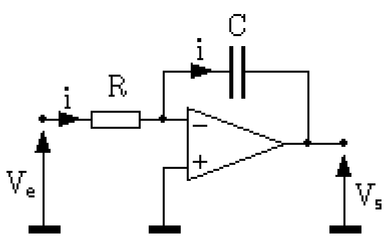

Fig. 13. Montage intégrateur.

Le calcul de la réponse V_s à un signal d'entrée V_e se traite comme dans le cas de l'amplificateur inverseur. On a :

$$V_e = R\,i \qquad [38]$$

En sortie, le condensateur a aux bornes de ses armatures une charge électrique q égale à :

$$q = C\,V_s \qquad [39]$$

Cette charge électrique est l'intégrale du courant i qui traverse le condensateur ; compte tenu du sens de i, on a :

$$q = \int -i\,dt \qquad [40]$$

Si on remplace dans [40] i et q par leur valeur en fonction de V_e et de V_s (équations [38] et [39]), on obtient :

$$V_s = -\frac{1}{RC}\int V_e\,dt \qquad [41]$$

On retrouve en sortie l'intégrale du signal d'entrée. Ce montage est délicat à utiliser et devra faire l'objet de précautions : en effet, la moindre tension continue présente à l'entrée (y compris et surtout une tension parasite) sera intégrée et générera une rampe en sortie. Il faudra donc prévoir des dispositifs annexes, soit un système de stabilisation, soit un système de remise à zéro de la sortie.

4. Montage dérivateur.

Ce montage est similaire au précédent et se traite de la même manière.

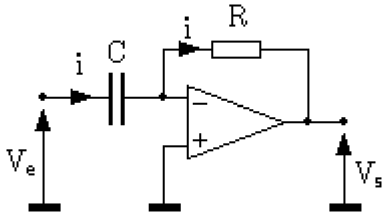

Fig. 14. Montage dérivateur.

En entrée et en sortie, on a :

$$V_s = -R\,i \qquad [42]$$

$$q = C\,V_e \qquad [43]$$

Le courant i est la dérivée de la charge électrique q présente sur les électrodes du condensateur :

$$i = \frac{dq}{dt} \qquad [44]$$

Au final, on obtient :

$$V_s = -RC\,\frac{dV_e}{dt} \qquad [45]$$

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

5. Montage logarithmique.

Dans ce montage, on retrouve la structure traditionnelle de l'ampli inverseur, mais avec une diode en contre-réaction. Cette diode, dont la caractéristique courant/tension est logarithmique va nous donner une fonction de transfert de ce type. En entrée, on a :

$$V_e = R\,i \qquad [46]$$

Et en sortie :

$$V_s = -V_d \qquad [47]$$

$$i = I_f\,(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1) \qquad [48]$$

Lorsque le terme en exponentielle est significativement supérieur à 1 ($V_d > 50$mV environ), on peut écrire :

$$V_d = \frac{kT}{q}\,\mathrm{Log}\left(\frac{i}{I_f}\right) \qquad [49]$$

Soit, en remplaçant i par sa valeur :

$$V_s = -\frac{kT}{q}\,\mathrm{Log}\left(\frac{V_e}{RI_f}\right) \qquad [50]$$

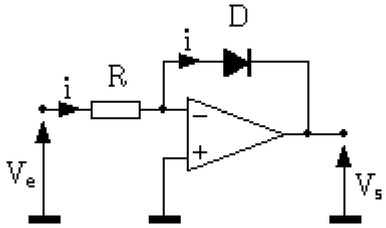

Fig. 15. Montage logarithmique.

En sortie, on trouve bien une fonction logarithmique du signal d'entrée. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication, on en perçoit l'utilité !

En pratique, et une fois de plus, ce montage (bien que fonctionnel) n'est pas utilisé tel quel : d'abord, il ne fonctionne que pour des tensions d'entrée positives, et il nécessite de sérieuses compensations thermiques pour permettre des opérations précises. De plus, on remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor, linéaire sur une plus grande plage de courant.

6. Montage exponentiel.

Pour multiplier deux signaux, il ne suffit pas de prendre le Log de chacun des signaux, et d'additionner ; il faut ensuite prendre l'exponentielle du résultat. Ce circuit est fait pour ça.

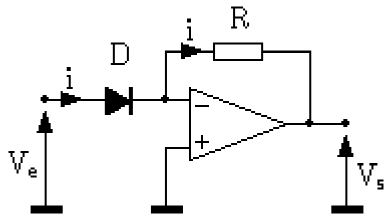

Fig. 16. Montage exponentiel.

Par des calculs analogues aux précédents, on démontre facilement et de la même manière :

$$V_s = -RI_f \, e^{\frac{qV_e}{kT}} \qquad [51]$$

En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel, ainsi que les compensations thermiques et diverses possibilités de réglage de gain. Ces montages sont des multiplieurs analogiques, et servent notamment, en mesures, à linéariser certains capteurs. A noter que ces composants sont délicats, coûteux, et présentent des dérives importantes. L'utilité de tels montages est devenue douteuse avec l'introduction massive du traitement numérique.

C. FILTRAGE.

L'amplificateur opérationnel ouvre les portes d'une kyrielle de fonctions de filtrage, qu'on dénomme filtres actifs, par opposition aux filtres passifs (fabriqués avec des composants du même nom) qui ne peuvent qu'atténuer le signal. Avec un AOP, on va pouvoir amplifier certaines fréquences autant qu'en atténuer d'autres.

Il est hors de question d'aborder ici tous les filtres possibles (exercice qui n'a de limite que la créativité humaine !) : le lecteur désireux d'approfondir le sujet pourra consulter des ouvrages spécialisés dans le filtrage, et aussi les data books des fabricants d'amplificateurs, qui sont bien souvent une mine d'idées gratuites (qu'on retrouve d'ailleurs souvent telles quelles dans des livres chers...).

Les filtres classiques d'ordre 1 présentent peu d'intérêt en filtrage actif, l'apport étant faible (au mieux, adaptation d'impédance) par rapport au filtrage passif.

Nous allons voir deux filtres du deuxième ordre dont la fonction de transfert présente des racines imaginaires ; ceci n'est possible en filtrage passif que si on fait appel à des inductances, qui sont des composants encombrants, rares, imprécis et coûteux. Grâce à l'AOP, on va faire de tels filtres uniquement avec des résistances et des condensateurs.

1. Passe bas 2e ordre.

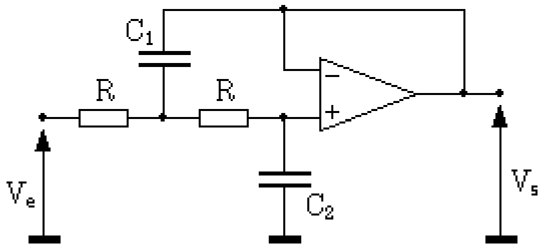

Fig. 17. Filtre passe bas du deuxième ordre.

On peut remarquer qu'à la base, la structure ressemble fort à deux filtres passifs R-C passe bas concaténés. La différence vient du fait que le premier condensateur n'est pas relié à la masse, mais à la sortie du filtre qui est isolée de la deuxième cellule passe-bas par un montage suiveur.

La réponse en fréquence de ce montage est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2RC_2 j\omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2} \qquad [52]$$

La fonction de transfert "générique" d'un filtre passe bas d'ordre 2 est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2zj\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}} \qquad [53]$$

On identifie les deux formules pour les valeurs suivantes de ω_0 et z :

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \qquad [54]$$

$$z = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \qquad [55]$$

Le réseau de courbes de réponse en fréquence (amplitude et phase) de ce filtre est donné en annexe 1 en fonction du coefficient de surtension z.

2. Passe haut 2e ordre.

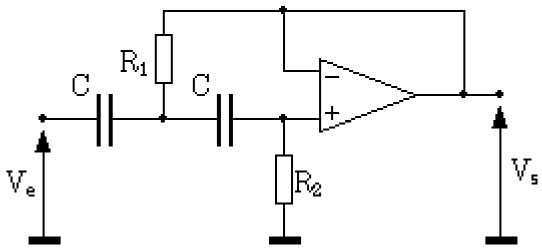

Fig. 18. Filtre passe haut du deuxième ordre.

La topologie de ce filtre est la même que celle du précédent, sauf qu'on a permuté les résistances et les condensateurs. La fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = \frac{-R_1R_2C^2\omega^2}{1 + 2R_1Cj\omega - C^2R_1R_2\,\omega^2} \qquad [56]$$

La pulsation de cassure et le coefficient de surtension de ce filtre sont :

$$\omega_o = \frac{1}{C\sqrt{R_1\,R_2}} \qquad [57]$$

$$z = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \qquad [58]$$

La réponse en fréquence (amplitude et phase) de ce filtre est donnée en annexe 2.

Il est possible de concaténer les deux filtres précédents, et de les combiner avec des filtres du premier ordre pour obtenir un filtre d'ordre plus élevé. Des ouvrages traitant des filtres donnent les valeurs des fréquences de cassure et coefficients de surtension adéquats pour obtenir la réponse en fréquence désirée.

D. MONTAGES NON LINÉAIRES.

Les montages précédents sont qualifiés de "linéaires" car l'amplificateur fonctionne avec la condition $V_+ = V_-$, soit dans sa plage de fonctionnement en amplificateur linéaire. Il convient de noter que certains des montages étudiés (ex : montage logarithmique) ne sont pas linéaires ! Mais, l'amplificateur, lui, fonctionne en mode linéaire.

Nous allons voir maintenant plusieurs montages (et il en existe bien d'autres) dans lesquels cette condition n'est plus vérifiée.

Pour ce faire, on va forcer artificiellement les deux entrées à des valeurs différentes, ce qui impliquera en sortie, du fait du gain infini (très grand pour les amplis réels), que l'ampli ne pourra prendre que deux valeurs : V_{sat+} et V_{sat-}, qui sont respectivement les tensions de saturation positive et négative de l'ampli. En effet , ce dernier est alimenté par deux sources de tension dont on ne pourra pas dépasser la valeurs en sortie.

Vu que l'ampli ne peut prendre que les deux valeurs des tension en sortie, ces montages sont appelés montages en commutation, et peuvent être interfacés avec des circuits logiques, qui ne connaissent, eux aussi, que deux états.

1. Comparateur de tensions.

C'est un montage qui sert de base à de nombreux autres schémas plus élaborés.

Le principe est simple : on compare un signal d'entrée à une tension de référence, et selon que la valeur du signal est supérieure ou inférieure à la référence, l'ampli prendra l'une ou l'autre des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} en sortie.

Il existe deux configurations : le comparateur non inverseur (signal sur l'entrée +) et le comparateur inverseur (signal sur l'entrée -). Dans le premier cas, si la référence est égale à 0, la sortie vaut V_{sat+} quand le signal est positif et V_{sat-} sinon. Dans le deuxième cas, on a l'inverse.

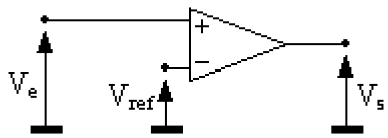

Fig. 19. Comparateur non inverseur.

Si on met un signal sinusoïdal à l'entrée, les chronogrammes d'entrée et de sortie sont :

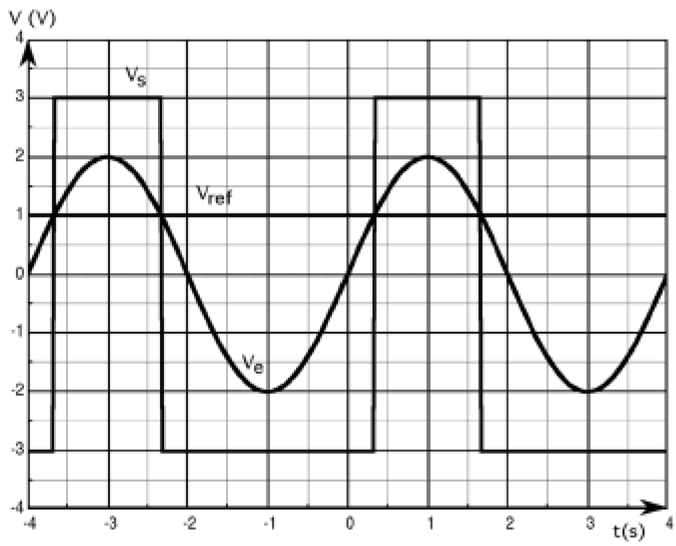

Fig. 20. Comparateur : chronogrammes

Important : ce montage est souvent fait avec des amplificateurs opérationnels, mais on remplacera avantageusement ce composant par un comparateur différentiel, qui est une sorte d'amplificateur à grand gain et deux entrées aussi, mais qui est prévu pour fonctionner en mode non linéaire (commutation) de façon bien plus rapide qu'un ampli op qui n'a pas des caractéristiques exceptionnelles dans ce domaine. De plus, ces composants sont souvent conçus pour fonctionner avec une seule alimentation 0-5V de manière à s'interfacer facilement avec des composants logiques.

2. Trigger.

Ce montage est très utilisé dans tout système de mesure où l'on doit détecter un seuil : il est donc fondamental.

Il est une évolution du comparateur, destinée à améliorer les performances avec des signaux bruités.

Il existe plusieurs schémas possibles. Le montage suivant a été choisi comme cas d'école :

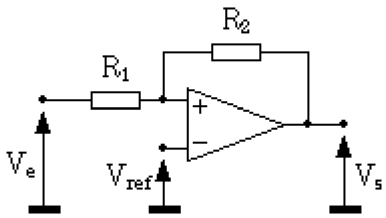

Fig. 21. Trigger.

A première vue, ce montage ressemble à un ampli inverseur, mais, il ne faut pas se tromper : le réseau de résistances R_1, R_2 est relié à l'entrée +, ce qui fait que cette fois, le signal de sortie revient en phase sur l'entrée ; on a non plus une contre réaction, mais une réaction positive (effet boule de neige), ce qui entraîne la divergence de la tension de sortie vers une des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} .

Dans ce montage (et les autres montages non linéaires), l'amplificateur fonctionne en comparateur : comme le gain est infini (ou très grand), on a les relations :

$$V_+ > V_- \Rightarrow V_s = V_{sat+} \qquad [59]$$

$$V_+ < V_- \Rightarrow V_s = V_{sat-} \qquad [60]$$

Ici, la valeur de V_- est triviale :

$$V_- = V_{Ref} \qquad [61]$$

Et la valeur de V_+ se calcule aisément à l'aide du théorème de superposition :

$$V_+ = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [62]$$

Le basculement de la sortie de l'ampli se fait pour $V_+ = V_-$:

$$V_e = V_{Ref}\frac{R_1 + R_2}{R_2} - V_s\frac{R_1}{R_2} \qquad [63]$$

Dans cette formule, il faut garder à l'esprit que V_s ne peut prendre que les deux valeurs V_{sat+} et V_{sat-} .

Dans le cas particulier où $V_{ref} = 0$ et $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$, on aura :

$$V_e = \pm V_{sat}\frac{R_1}{R_2} \qquad [64]$$

La figure 22 donne les signaux d'entrée, de sortie, et de l'entrée + de l'amplificateur, pour R_1=10kΩ et R_2=33kΩ :

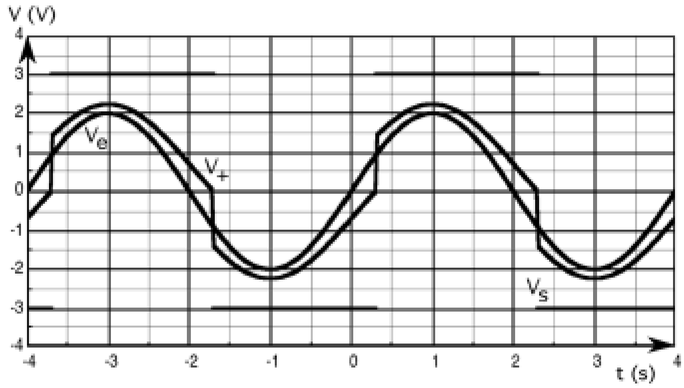

Fig. 22. Signaux sur le trigger

En fait, tout se passe comme si on avait un comparateur de tension ayant deux seuils de basculement liés aux états de la sortie : quand la sortie est à l'état bas, le seuil a une valeur haute ; passé ce seuil, la sortie bascule à l'état haut, et le seuil prend une valeur basse. De ce fait, pour faire rebasculer la sortie à l'état bas, il faut que le signal diminue d'une quantité supérieure à la valeur l'ayant faite basculer précédemment : c'est l'hystérésis du trigger.

Un trigger est caractérisé par son cycle d'hystérésis (la réponse est différente suivant la valeur de l'état de la sortie).

Le cycle relatif aux signaux de la figure 22 (mêmes valeurs de composants) est le suivant :

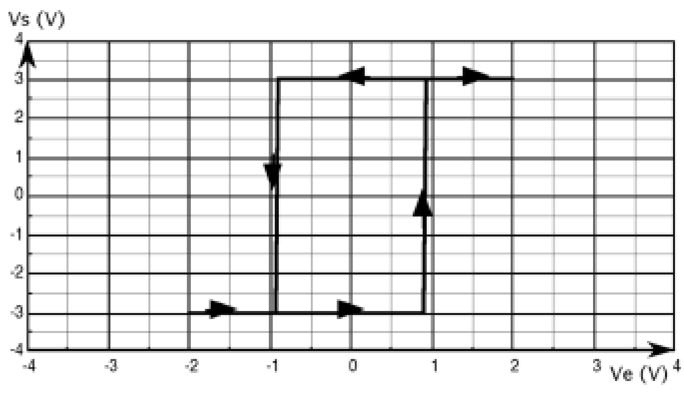

Fig. 23. Cycle d'hystérésis du trigger

Ce cycle est centré autour de zéro, qui est la valeur de la tension de référence V_{ref}. On y voit les deux seuils de basculement de la sortie ; La différence de ces deux seuils est la valeur de l'hystérésis.

Ce cycle est ici symétrique pour deux raisons :

- $V_{ref} = 0$

- $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$

Si on modifie ces valeurs, le cycle va devenir asymétrique par rapport à la tension de référence.

Quelle est l'utilité d'un tel montage ? Lorsqu'on doit transformer un signal analogique en signal numérique binaire (deux états définis par une valeur de seuil sur le signal analogique), si le signal d'entrée varie très lentement et/ou est bruité, on peut avoir un phénomène oscillatoire en sortie de l'amplificateur dû au bruit ou à des réactions parasites de la sortie sur l'entrée. Pour prévenir ces oscillations, on "verrouille" le signal de sortie en en réinjectant une partie sur l'entrée +. Pour qu'il y ait des oscillations parasites, il faut que la tension d'entrée varie de l'opposé de la valeur de l'hystérésis juste après le basculement. Cette dernière est ainsi ajustée en fonction du bruit présent sur le signal d'entrée.

Comme pour le montage comparateur vu précédemment, un comparateur différentiel remplacera avantageusement l'amplificateur opérationnel.

3. Multivibrateur astable.

Le but de ce montage est de délivrer un signal carré en sortie : c'est un générateur de signal autonome.

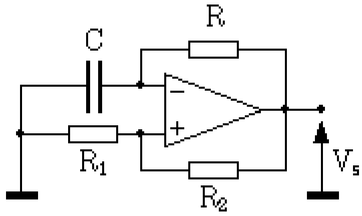

Fig. 24. Multivibrateur astable.

Sur le schéma, on peut distinguer un trigger légèrement différent de celui de la figure 21 : l'entrée se fait sur l'entrée - de l'ampli ; l'hystérésis se fait là aussi par un réseau de résistances en réaction positive sur l'entrée +, une des extrémités de R_1 étant reliée à la tension de référence (ici, la masse).

L'entrée est connectée ici à un circuit R-C alimenté par la sortie de l'amplificateur.

Un oscillogramme est donné en figure 25, qui permet de mieux comprendre le fonctionnement de ce montage.

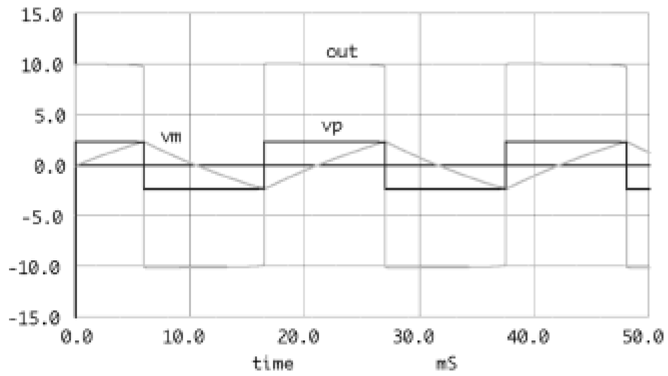

Fig. 25. Signaux sur un multivibrateur

Nous ferons l'hypothèse que $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$.

Supposons qu'à la mise sous tension, le condensateur soit déchargé, et que $V_s=+V_{sat}$. La tension aux bornes de V_+ est donnée par la relation suivante (elle est positive) :

$$V_+ = V_{sat}\frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [65]$$

La sortie alimente un circuit R-C, et C se charge selon la loi exponentielle suivante :

$$V_C = V_- = V_{sat}\left(1 - e^{\frac{-t}{RC}}\right) \qquad [66]$$

Lorsque $V_- = V_+$, le trigger bascule (voir figure 25), et on applique alors une tension $-V_{sat}$ sur le R-C qui devra se décharger de la valeur de l'hystérésis du trigger avant que la sortie ne bascule à nouveau, et ainsi de suite.

Avec les hypothèses précédentes ($V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$), on aura en sortie du multivibrateur un signal carré (rapport cyclique égal à 0.5), de fréquence égale à :

$$f = \frac{1}{2\pi RC \ln\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad [67]$$

En pratique, le signal aura un rapport cyclique différent de 1/2 car les tensions de saturation de l'ampli ne sont pas égales, et varient avec la température, la charge...

Pour obtenir un signal "carré" convenable, on utilisera un ampli à fort slew rate, ou beaucoup mieux, comme pour le trigger, un comparateur différentiel.

Ce type de montage est important du point de vue principe, mais en pratique, il existe des solutions beaucoup plus "propres" pour générer un signal carré. On n'utilisera donc ce montage qu'à titre de dépannage !

4. **Redresseur sans seuil.**

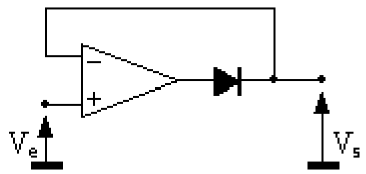

Fig. 26. Redresseur sans seuil.

On a vu dans le cours sur les diodes que le gros problème de ce composant, pour redresser des faibles tensions, provient de son seuil élevé (>0.5V pour le silicium), qui dépend en plus de la température. Cette caractéristique interdit le redressement de faibles signaux avec une précision décente. L'amplificateur opérationnel va nous aider !

Le montage est celui de la figure 26 : le montage ressemble à un suiveur auquel on a adjoint une diode en série avec l'amplificateur.

Pour des tensions d'entrée négatives, la sortie de l'ampli va avoir tendance à devenir négative, mais, elle est bloquée par la diode : il n'y a pas de contre-réaction, car le signal de sortie de l'ampli ne peut pas revenir sur l'entrée -. Dans ce cas, la tension de sortie de l'amplificateur va prendre la valeur V_{sat-}, et la tension de sortie du montage va être nulle.

Lorsque la tension d'entrée va devenir positive, la sortie de l'amplificateur va devenir positive aussi, et elle va augmenter jusqu'à la valeur de la tension de seuil de la diode, et la contre réaction sur l'entrée - va pouvoir se faire, la tension en sortie de l'ampli prenant la valeur $V_d + V_e$, de manière à ce que V_+ soit égal à V_- (donc à V_s).

En bilan, pour des tensions positives, $V_s = V_e$, et pour des tensions négatives, $V_s = 0$: on a un redresseur idéal.

5. **Détecteur de crête.**

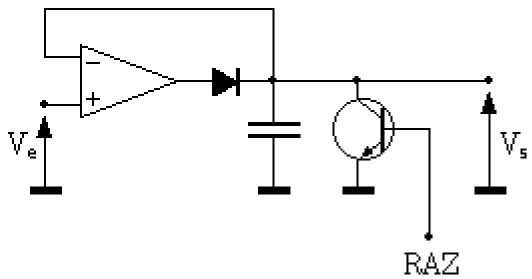

Fig. 27. Détecteur de crête.

Pour conserver la valeur crête d'une tension, on peut commencer par redresser celle-ci, et en adjoignant un condensateur au montage redresseur précédent, il est possible de garder en mémoire la valeur de crête.

Le fonctionnement est le même que pour le redresseur sans seuil, sauf que le condensateur va se charger, et quand la tension d'entrée va diminuer, le condensateur va conserver sa charge (à condition que l'entrée - de l'ampli soit à très haute impédance et que la charge de sortie ait aussi une très haute impédance - montage suiveur par exemple), et la diode va se bloquer, car la tension de sortie va diminuer jusqu'à la valeur $-V_{sat}$ (plus de contre réaction à cause de la diode).

Il faut prévoir un dispositif annexe pour décharger le condensateur afin de faire une nouvelle mesure : sur le schéma, on a placé un simple transistor de façon schématique, mais celui-ci pourra être remplacé avantageusement par un commutateur analogique à base de FET ou de MOS.

NB : dans ce montage, on peut remplacer la diode par un commutateur analogique bi-directionnel commandable en tension. On va alors pouvoir bloquer le signal à l'instant désiré et le conserver ; c'est le principe de base de l'échantillonneur-bloqueur (voir cours d'électronique 2).