

LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS : MONTAGES FONDAMENTAUX.

Objectifs de ce chapitre :

- Etudier les montages fondamentaux réalisés à l'aide d'amplis op supposés parfaits.

Les amplis op peuvent être employés dans des montages de base qui servent à leur tour de blocs élémentaires dans des montages plus complexes. Il est donc essentiel de bien connaître ces montages de base ainsi que leurs caractéristiques.

Afin de faciliter les calculs, le modèle de l'ampli op idéal sera utilisé dans ce chapitre, mais il faut être conscient que les imperfections de l'ampli op réel affectent parfois les caractéristiques des montages et limitent leurs performances.

Les conséquences des imperfections de l'ampli op réel ne sont bien-sûr pas mises en évidence lorsque les calculs exploitent le modèle de l'ampli op idéal.

Dans tous les montages élémentaires qui fonctionnent en régime linéaire, l'ampli op est muni d'une rétroaction négative pour fixer le gain à une valeur choisie par le concepteur et pour augmenter la bande passante. Par conséquent, tous les montages amplificateurs comportent un « chemin de retour » de la sortie vers l'entrée inverseuse.

En supposant que l'ampli op est parfait, on détermine très facilement les caractéristiques des montages en appliquant les 2 règles suivantes :

Les entrées du circuit intégré ne consomment aucun courant.

Les entrées + et - sont au même potentiel si et seulement si il existe une liaison entre la sortie et l'entrée - et si l'ampli n'est pas saturé. Par exemple, on a beau avoir une liaison sortie vers entrée -, si on tente de produire une tension de sortie de 50 V, l'ampli sature.

1. Amplificateur inverseur.

L'ampli inverseur est le plus facile à étudier.

Pour construire un amplificateur inverseur, on associe 2 résistances à l'ampli op (Fig 1). Il ne faut pas oublier que le schéma complet est plus complexe car il faut prévoir la polarisation de l'ampli op (Fig 2). au laboratoire, il faudra y penser !

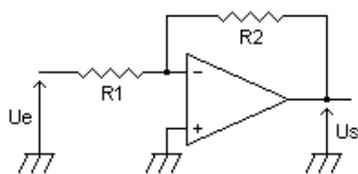


Fig 1

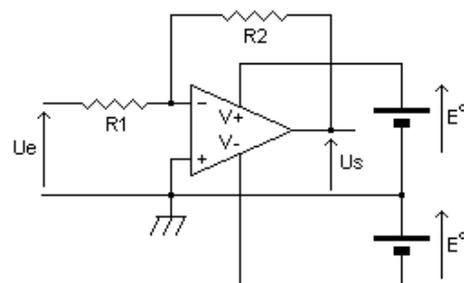


Fig 2

Pour calculer le gain G du montage, on écrit la loi des nœuds à l'entrée inverseuse : le courant dans R_1 (vers la droite) et le courant dans R_2 (vers la gauche) s'ajoutent pour former le courant I^-

$$\frac{U_e - U^-}{R_1} + \frac{U_s - U^-}{R_2} = I^- \quad (1)$$

Or, l'ampli op est parfait. Donc, I^- est nul.

De plus, U_+ et U^- sont égales. Or, la borne + est mise à la masse...

Il reste donc

$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_s}{R_2} = 0 \quad (2)$$

On en déduit le gain :

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Il faut signaler que le gain est fixé par les résistances. Il ne dépend pas des propriétés de l'ampli op.

Lorsque les signaux d'entrée et de sortie sont sinusoïdaux, le signe moins implique une opposition de phase entre les 2 ondes.

On peut également calculer la résistance d'entrée de cet amplificateur. C'est la résistance que croit voir le générateur qui fournit U_e à l'ampli. On obtient

$$R_{in} = \frac{U_e}{\frac{U_e}{R_1}} \quad (4)$$

Soit

$$R_{in} = R_1 \quad (5)$$

(3) et (5) montrent qu'il est impossible de concevoir un amplificateur à grand gain présentant une grande résistance d'entrée.

A la lumière de ce qui vient d'être établi, on peut proposer un schéma équivalent de l'amplificateur inverseur : le générateur de signal voit une résistance R_1 et le montage produit $(-R_2/R_1)U_e$.

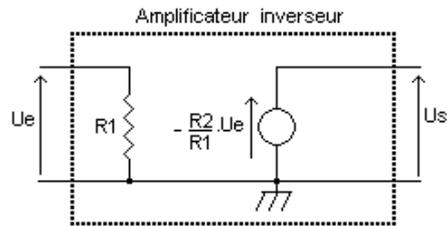


Fig 3

Il faut être prudent en appliquant (3) car les circuits intégrés réels ne peuvent manipuler que des faibles courants.

Par exemple, on pourrait croire que $R2=100\ \Omega$ et $R1=10\ \Omega$ donneraient un gain de -10. C'est vrai sur le papier, mais en réalité, le courant qui devrait circuler dans $R2=100\ \Omega$ dépasse la limite permise par l'ampli op (il existe une sécurité interne qui protège le circuit intégré).

De même, le couple $R2=10\ M$ et $R1=1\ M$ est un mauvais choix. Cette fois, il ne s'agit plus de l'impossibilité de faire circuler le courant, mais du problème de bruit thermique.

Le bruit thermique est un signal aléatoire parasite dont l'amplitude augmente avec la résistance. Il est dû à l'agitation thermique des électrons dans la résistance.

C'est pourquoi, en pratique, les résistances associées aux amplis op sont comprises entre 1 K et 1 M.

2. Amplificateur non-inverseur.

Comme son nom l'indique, ce montage n'inverse pas le signe du signal amplifié.

Sur le schéma, on remarque que le signal d'entrée est appliqué directement sur l'entrée non-inverseuse tandis que la rétroaction négative impose une fraction du signal de sortie sur l'entrée non-inverseuse (Fig 4).

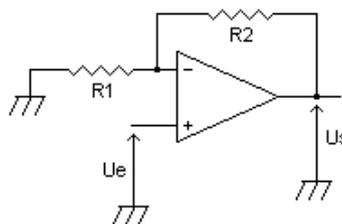


Fig 4

Pour trouver le gain, on écrit la loi des nœuds au niveau de l'entrée + :

Le courant dans $R1$ (vers la droite) s'ajoute au courant dans $R2$ (vers la gauche) pour former le courant I^- .

$$\frac{0 - U^-}{R_1} + \frac{U_s - U^-}{R_2} = I^- \quad (6)$$

L'ampli op étant parfait, I^+ est nul.

Il reste donc
$$\frac{-U^-}{R_1} + \frac{U_s - U^-}{R_2} = 0 \quad (7)$$

On en tire
$$\frac{U_s}{R_2} = U^- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (8)$$

On a aussi $U^- = U^+$, donc

$$\frac{U_s}{R_2} = U_e \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (9)$$

Le gain de ce montage est donc

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

La résistance d'entrée est infinie parce que I^+ vaut 0.

$$R_{in} = \infty \quad (11)$$

Il va de soi que cette valeur est utopique. En réalité, l'amplificateur non inverseur présente une résistance d'entrée très grande.

Le montage peut être modélisé comme ceci :

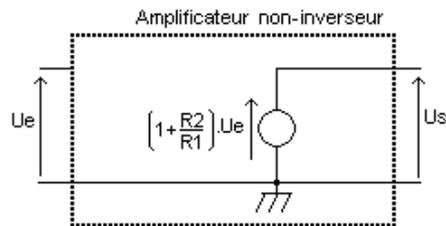


Fig 5

3. Amplificateur suiveur.

Ce montage est un cas particulier du précédent. Le signal d'entrée est appliqué directement sur l'entrée non-inverseuse tandis que la rétroaction négative est totale : le signal de sortie est ramené sur l'entrée non-inverseuse.

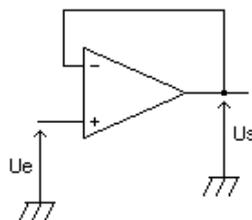


Fig 6

En adaptant (10), on obtient directement

$$G = 1 \quad (12)$$

La résistance d'entrée de cet amplificateur est

$$R_{in} = \infty \quad (13)$$

Il va de soi que cette valeur est utopique. En réalité, la résistance d'entrée du montage suiveur est très élevée.

On peut modéliser l'amplificateur suiveur comme indiqué ci-dessous.

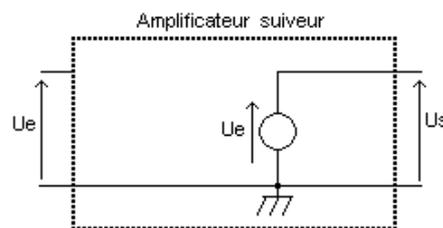


Fig 7

A quoi peut bien servir un amplificateur de gain unitaire ? L'exemple suivant permet de comprendre l'utilité du montage.

Un voltmètre analogique de résistance interne $40 \text{ k}\Omega/\text{V}$ est utilisé sur son calibre 10 V pour mesurer la tension existant au point milieu d'un diviseur formé de 2 résistances identiques (Fig 8). La valeur théorique est 5.00 V , mais le voltmètre affiche 4.55 V . La raison est simple : la résistance interne de $400 \text{ k}\Omega$ charge le diviseur de tension !

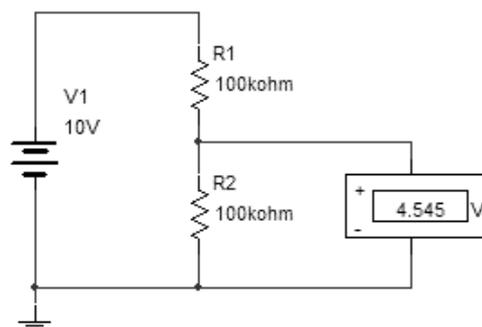


Fig 8

Il faudrait appliquer la tension à mesurer au voltmètre tout en empêchant la résistance interne de celui-ci de charger le diviseur. Pour cela, on intercale un amplificateur suiveur entre le diviseur de tension et le voltmètre :

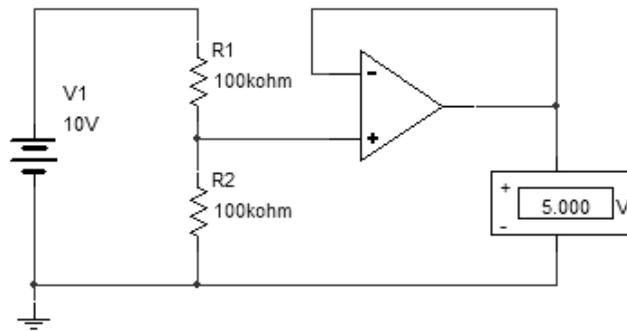


Fig 9

Le courant consommé par le voltmètre est fourni par la sortie de l'ampli op tandis que le pont diviseur n'est plus chargé (en réalité, le petit courant de polarisation de l'entrée + traverse R₁).

On utilise donc l'amplificateur suiveur comme « séparateur d'impédance » chaque fois qu'un montage placé en aval d'un autre risque de perturber ce dernier parce que son impédance d'entrée est trop faible.

4. Amplificateur sommateur.

Ce montage est une extension de l'amplificateur inverseur :

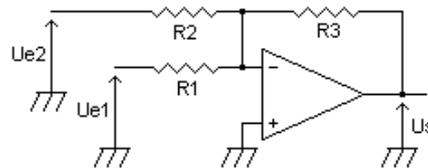


Fig 10

Pour établir la caractéristique de ce montage, on peut soit écrire la loi des nœuds au niveau de l'entrée -, soit utiliser le théorème de superposition en faisant agir chaque signal d'entrée à son tour puis en combinant les résultats.

Par exemple, si Ue2=0 V, on a affaire à un inverseur et on peut écrire

$$U_{s1} = -\frac{R_3}{R_1} U_{e1} \quad (14)$$

En effet, dans ces conditions, R2 est court-circuitée et n'intervient pas dans le montage.

De même pour Ue2 :

$$U_{s2} = -\frac{R_3}{R_2} U_{e2} \quad (15)$$

Donc,

$$U_s = -\frac{R_3}{R_1} U_{e1} - \frac{R_3}{R_2} U_{e2} \quad (16)$$

Il s'agit donc d'un sommateur inverseur. Le nombre d'entrées peut être augmenté : il suffit d'ajouter des résistances ayant une borne reliée à l'entrée inverseuse.

Rem : il existe un sommateur non-inverseur, mais il ne sera pas étudié ici.

5. Amplificateur soustracteur.

5.1. Mise en équation.

En combinant les tendances « inverseuse » et « non-inverseuse », on obtient un amplificateur soustracteur.

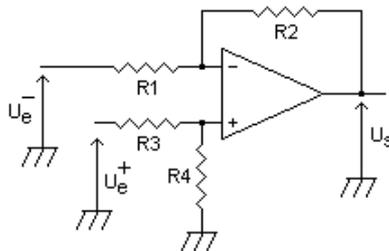


Fig 11

La mise en équation de ce montage est un peu plus longue car aucune des entrées de l'ampli op n'est portée à 0 V.

La loi des nœuds appliquée à l'entrée inverseuse donne

$$\frac{U_e^- - U^-}{R_1} + \frac{U_s - U^-}{R_2} = I^- \quad (17)$$

D'autre part, R_3 et R_4 forment un pont diviseur non chargé puisque I^+ est nul, si bien que

$$U^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_e^+ \quad (18)$$

Après avoir remanié (17) et imposé que U^+ et U^- sont égales, on obtient

$$U_s = \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_e^+ - U_e^- \right] \quad (19)$$

Faites ce calcul à titre d'exercice.

5.2. Gains différentiel et de mode commun.

5.2.1. Problème posé par le mode commun.

On constate que les signaux U_{e+} et U_{e-} ne sont pas multipliés par le même nombre.

Le but d'un soustracteur est de fournir une tension image de la différence de 2 autres tensions, appelée « composante différentielle » et notée U_d :

$$U_d = U_e^+ - U_e^- \quad (20)$$

Cependant, comme nous allons le découvrir, la sortie du soustracteur dépend aussi de la moyenne des signaux, appelée « composante de mode commun » et notée U_{mc} .

$$U_{mc} = \frac{U_e^+ + U_e^-}{2} \quad (21)$$

Le terme de mode commun qui apparaît en sortie constitue une erreur. On peut en effet écrire

$$U_s = G_d U_d + G_{mc} U_{mc} \quad (22)$$

G_d et G_{mc} sont respectivement les gains différentiel et de mode commun.

Mettons en évidence l'effet néfaste du mode commun :

a) Si $U_{e+}=4.01$ V et $U_{e-}=3.99$ V, $U_d=0.02$ V et $U_{mc}=4.00$ V

b) Si $U_{e+}=-1.99$ V et $U_{e-}=-2.01$ V, $U_d=0.02$ V et $U_{mc}=-2.00$ V

En supposant que $G_d=20$ et $g_{mc}=0.5$, on aurait $U_s=2.40$ V dans le 1^e cas et $U_s=-0.60$ V dans le 2^e cas !

Si le montage était parfait, on devrait avoir $U_s=0.40$ V.

Le problème posé par le mode commun est donc crucial car on emploie un soustracteur pour traiter le signal fourni par un pont de Wheatstone. Le résultat ne doit dépendre que de la différence entre les tensions existant aux 2 sommets du pont, pas de leur moyenne.

5.2.2. Gains différentiel et de mode commun.

Calculons les gains. Pour cela, il faut faire apparaître U_d et U_{mc} . A partir de (20) et (21), on obtient

$$U_e^+ = U_{mc} + \frac{U_d}{2} \quad (23)$$

$$U_e^- = U_{mc} - \frac{U_d}{2} \quad (24)$$

Injectons (23) et (24) dans (19).

$$U_s = \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(U_{mc} + \frac{U_d}{2} \right) - \left(U_{mc} - \frac{U_d}{2} \right) \right] \quad (25)$$

Pour alléger l'écriture, posons

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (26)$$

Alors
$$U_s = \frac{R_2}{R_1} \left[(K-1)U_{mc} + (K+1)\frac{U_d}{2} \right] \quad (27)$$

On en déduit les expressions des gains:

$$G_d = \frac{R_2}{R_1} \frac{K+1}{2} \quad (28)$$

$$G_{mc} = \frac{R_2}{R_1} (K-1) \quad (29)$$

Pour annuler le gain de mode commun, il faut que $K=1$. On en déduit que

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (30)$$

Cette relation est appelée *condition de pairage des résistances*. Elle montre que le gain du montage ne pourra être réglable car il faudrait modifier R_2 et R_4 tout en conservant l'égalité (30).

En pratique, la condition de pairage n'est jamais parfaitement vérifiée car les résistances sont affectées d'une tolérance, si bien que le gain de mode commun n'est jamais nul.

5.2.3. Réjection du mode commun.

La qualité d'un soustracteur ne se mesure pas aux valeurs de ses gains, mais bien au rapport qui existe entre G_d et G_{mc} . Ce rapport s'appelle « taux de réjection de mode commun ». On le note CMRR (common mode rejection ratio)

D'après (28) et (29), on trouve

$$CMRR = \frac{K+1}{2|K-1|} \quad (31)$$

Le dénominateur est pris en valeur absolue car le CMRR est toujours positif, or il se peut que K soit plus petit que 1.

Dans un montage idéal, le CMRR est infini.

5.3. Influence de la tolérance affectant les résistances.

Supposons que $R_1=10\text{ K}$, $R_2=100\text{ K}$, $R_3=10\text{ K}$, $R_4=100\text{ K}$. En théorie, $G_d=10$, $G_{mc}=0$ et $CMRR=\infty$.

Hélas, les valeurs réelles des résistances s'écartent un peu des valeurs théoriques car il existe des tolérances. Cela implique que G_{mc} sera non nul, même si on a bien choisi les résistances pour vérifier (30).

Il serait intéressant de connaître la relation entre la tolérance t des résistances et le gain de mode commun.

Envisageons le cas le plus défavorable : le rapport R_2/R_1 est trop petit et le rapport R_4/R_3 est trop grand. Soit t la tolérance.

La valeur de chaque résistance diffère donc de la valeur nominale :

$$R_1 = R_{1nom} (1+t) \quad (32)$$

$$R_2 = R_{2nom} (1-t) \quad (33)$$

$$R_3 = R_{3nom} (1-t) \quad (34)$$

$$R_4 = R_{4nom} (1+t) \quad (35)$$

Les valeurs nominales ont été choisies afin de vérifier (30) :

$$\frac{R_{2nom}}{R_{1nom}} = \frac{R_{4nom}}{R_{3nom}} \quad (36)$$

Quand les résistances ont leur valeur nominale, K vaut 1 et le gain différentiel prend sa valeur nominale :

$$G_{dnom} = \frac{R_{2nom}}{R_{1nom}} \quad (37)$$

On peut réécrire K :

$$K = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \quad (38)$$

Donc

$$K - 1 = \frac{\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \quad (39)$$

(29) devient

$$G_{mc} = \frac{\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \quad (40)$$

Compte tenu de (32) à (35) et de (37), on peut écrire

$$G_{mc} = \frac{1-t}{1+t} \frac{\frac{1+t}{1-t} \frac{1-t}{1+t}}{1 + \frac{1}{G_{dnom}} \frac{1-t}{1+t}} \quad (41)$$

Cette expression se simplifie et devient :

$$G_{mc} = \frac{4tG_{dnom}}{(1+t)[G_{dnom}(1+t)+1-t]} \quad (42)$$

Considérons 2 cas particuliers :

Si $G_{dnom}=1$, $G_{mc} \approx 2t$ (43)

Si $G_{dnom} \gg 1$, $G_{mc} \approx 4t$ (44)

(44) montre qu'un soustracteur à grand gain réalisé avec des résistances à 1 % peut posséder un gain de mode commun de 0.04 !

Ce résultat montre que le taux de réjection de mode commun du soustracteur élémentaire est modeste et nettement insuffisant pour des applications où la précision est exigée. Par exemple, si $G_d = 100$ et $t = 1\%$, le CMRR vaut environ 2500.

Rem: si R_1 et R_4 avaient été maximales et si R_2 et R_3 avaient été minimales, on aurait trouvé respectivement $-2t$ et $-4t$

5.4. Problème posé par les résistances d'entrée.

Le soustracteur est affecté d'un autre défaut : ses résistances d'entrée ne sont pas infinies et, de plus, elles sont différentes. Par conséquent, les sources qui fournissent U_e^+ et U_e^- sont chargées de façon asymétrique si bien qu'une fraction de la tension de mode commun est transformée en signal différentiel. En effet, quand les sources ne sont pas chargées (parce que les résistances d'entrée de l'amplificateur sont infinies), elles fournissent $U_e^+ = E_p$ et $U_e^- = E_m$, c'est-à-dire les valeurs exactes :

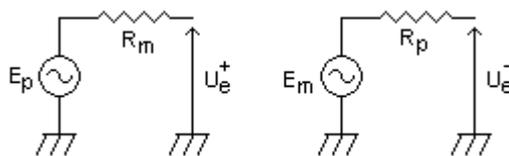


Fig 12

Par contre, si les résistances d'entrée de l'amplificateur sont finies et différentes, U_e^+ et U_e^- ne sont que des fractions différentes de E_p et E_m .

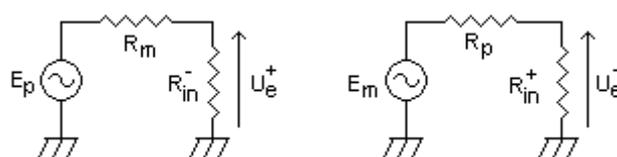


Fig 13

Exemple : soit un soustracteur tel que $R_{in}^- = 100 \text{ K}$ et $R_{in}^+ = 1100 \text{ K}$. Si $E_p = 5.005 \text{ v}$, $R_p = 1 \text{ K}$, $E_m = 4.995 \text{ V}$ et $R_m = 1 \text{ K}$, on trouve $U_e^+ = 5.0004 \text{ V}$ et $U_e^- = 4.9455 \text{ V}$. La composante différentielle appliquée au soustracteur est donc $U_d = 54.9 \text{ mV}$ au lieu des 10 mV attendus !

5.5. Conclusion.

Les défauts du soustracteur doivent être corrigés pour pouvoir employer ce montage en instrumentation. Nous verrons que l'amplificateur d'instrumentation résout ces problèmes.

6. Montage intégrateur.

Dans le montage inverseur, remplaçons la résistance de rétroaction par un condensateur :

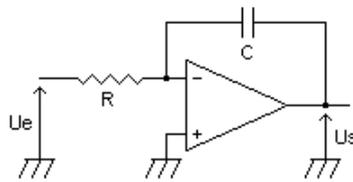


Fig 14

La loi des nœuds appliquée à l'entrée inverseuse donne, après simplification :

$$\frac{U_e}{R} + C \frac{dU_s}{dt} = 0 \quad (45)$$

Les signaux U_e et U_s sont des fonctions du temps. En intégrant, on obtient

$$U_s(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t U_e(\tau) d\tau + U_s(0) \quad (46)$$

Ce montage produit donc un signal de sortie proportionnel à l'intégrale du signal d'entrée. Il était utilisé en calcul analogique pour résoudre des équations différentielles.

Actuellement, on l'emploie dans les filtres actifs, les convertisseurs analogique-numérique à rampe, les correcteurs de systèmes asservis et certains oscillateurs.

Rem : le modèle de l'ampli op idéal qui a servi à établir (46) ne décrit pas bien le comportement réel du montage. En effet, les défauts statiques de l'ampli op poussent un intégrateur réel vers la saturation si aucune précaution n'est prise.

7. Montage dérivateur.

En permutant R et C dans le schéma de la Fig 14, on transforme le montage intégrateur en un amplificateur dérivateur :

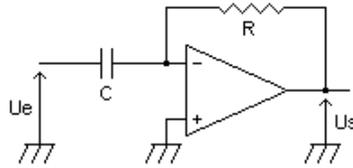


Fig 15

De nouveau, la loi des nœuds appliquée à l'entrée inverseuse donne, après simplification :

$$\frac{U_s}{R} + C \frac{dU_e}{dt} = 0 \quad (47)$$

Les signaux U_e et U_s sont des fonctions du temps. En réarrangeant (45), on obtient

$$U_s(t) = -RC \frac{dU_e}{dt} \quad (48)$$

8. Amplificateur logarithmique.

Dans le montage inverseur, remplaçons la résistance de rétroaction par une diode. On obtient ainsi un amplificateur particulier dont la tension de sortie est proportionnelle au logarithme népérien (ln) de la tension d'entrée. Cette particularité est due à la nature exponentielle de la caractéristique courant-tension d'une diode au silicium.

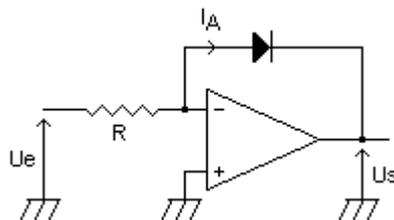


Fig 16

Encore une fois, la loi des nœuds appliquée à l'entrée inverseuse donne, après simplification :

$$\frac{U_e}{R} = I_A \quad (49)$$

U_s ne figure pas dans (49). Pour l'y introduire, il faut écrire l'équation de la caractéristique courant-tension d'une diode au silicium :

$$I_A = I_S \left(e^{\frac{U_{AK}}{V_T}} - 1 \right) \quad (50)$$

Rappelons que I_S est le courant de saturation de la diode (et V_T est la tension thermodynamique (environ 25 mV à température ambiante)).

Quand la diode est suffisamment conductrice, on peut admettre que

$$I_A = I_S e^{\frac{U_{AK}}{V_T}} \quad (51)$$

Donc, (49) devient

$$\frac{U_e}{R} = I_S e^{\frac{U_{AK}}{V_T}} \quad (52)$$

Cependant, $U_s = -U_{AK}$. On peut donc écrire

$$\frac{U_e}{R} = I_S e^{\frac{-U_s}{V_T}} \quad (53)$$

Finalement, on obtient

$$U_s = -V_T \ln \left(\frac{U_e}{R I_S} \right) \quad (54)$$

Le montage présenté ici n'est en réalité que l'ébauche d'un amplificateur logarithmique car il présente plusieurs défauts que nous ne détaillerons pas.

Voici par exemple la caractéristique d'un montage où $R=1\text{ K}$ (D est une 1N4148).

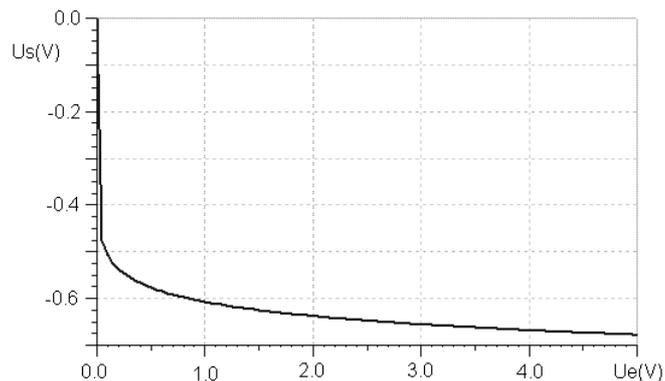


Fig 17

9. Amplificateur exponentiel.

En permutant la résistance et la diode, on transforme le montage en un amplificateur exponentiel dont la tension de sortie est proportionnelle à « e exposant la tension d'entrée » :

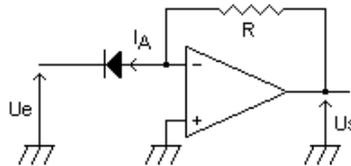


Fig 18

Les calculs sont à faire à titre d'exercice. On obtient

$$U_s = RI_s e^{\frac{-U_e}{V_T}} \quad (55)$$

Voici par exemple la caractéristique d'un montage où $R=100 \Omega$ (D est une 1N4148).

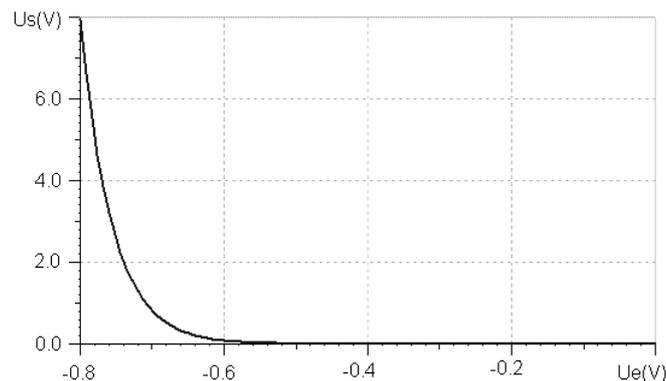


Fig 19

10. Sources de courant commandée en tension.

A côté des montages amplificateurs, on trouve de nombreuses applications des amplis op. Citons par exemple les sources de courant commandées par une tension.

10.1. Source de courant à transistor.

Le montage de la Fig 20 pourrait être utilisé pour faire circuler un courant constant à travers une solution chimique (électrolyse, conductimétrie, etc...) ou un circuit électronique.

On note que la tension aux bornes de R est U_e (pourquoi ?) Si on suppose que le gain β du transistor est grand (>100), alors

$$I \approx \frac{U_e}{R} \quad (56)$$

Le courant absorbé par la source ne dépend pas de E° , il est imposé par U_e .

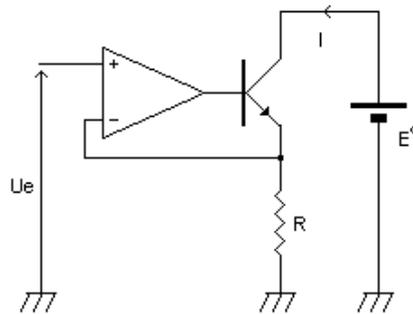


Fig 20

Le montage fonctionne tant que le transistor n'est pas saturé. Les mesures effectuées sur le circuit montrent que l'ampli op ajuste sa tension de sortie afin que la tension aux bornes de R soit égale à U_e (voir laboratoire).

10.2. Source de courant de précision. A LIRE

10.2.1. Description.

Le montage précédent n'est pas assez précis pour être employé en instrumentation. On lui préfère le circuit de la Fig 21.

On peut montrer que le courant sortant de la source est

$$I = \frac{\frac{U_e}{R_3}}{1 + \left(\frac{1}{R_3} - \frac{R_2}{R_1 R_4} \right) R} \quad (57)$$

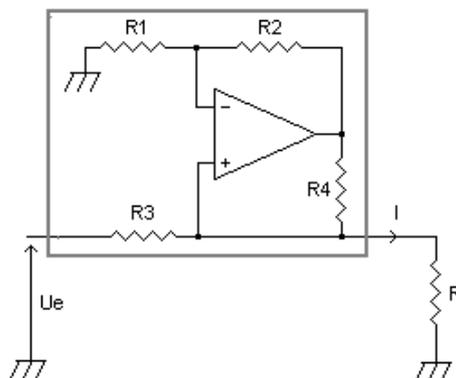


Fig 21

Puisque I dépend de R , le montage n'est pas une source de courant parfaite. Cependant, il est possible d'éliminer le terme en R dans (57). Il suffit que

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (58)$$

On a alors

$$I = \frac{U_e}{R_3} \quad (59)$$

Il est donc très facile de réaliser un convertisseur tension-courant linéaire, maillon d'entrée d'une boucle de courant.

10.2.2. Source 0...20 mA

Pour comprendre comment fonctionne le montage, considérons un convertisseur « traduisant » une tension comprise entre 0 et 10 V en un courant compris entre 0 et 20 mA qui circule dans un circuit dont la résistance est de 250 Ω. Pour répondre au cahier des charges, il faut que $R_3=500 \Omega$.

A la Fig 22, $U_e=1.0 \text{ V}$ et $I=2.0 \text{ mA}$. A la Fig 23, $U_e=10.0 \text{ V}$ et $I=20.0 \text{ mA}$. Les multimètres permettent de comprendre comment le montage fonctionne.

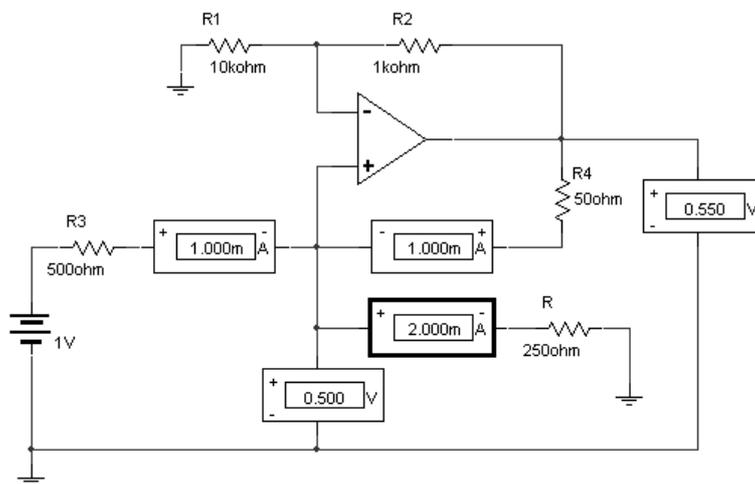


Fig 22

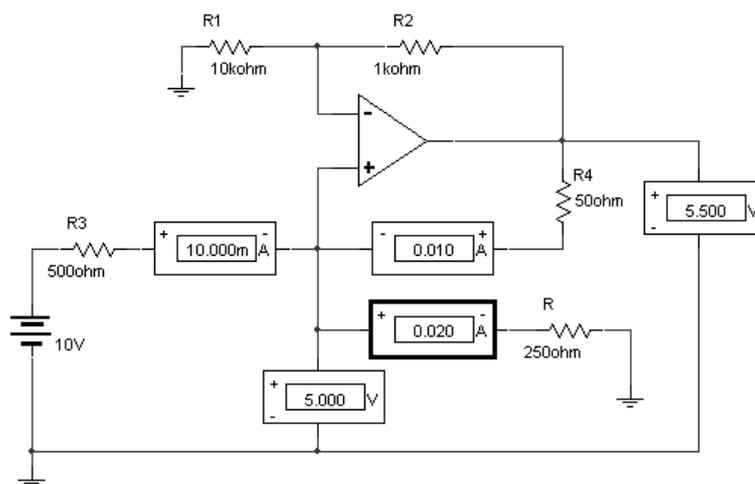


Fig 23

10.2.3. Source 4...20 mA

10.2.3.1. Description.

Il est facile de transformer la source de courant précédente en source débitant 4.0 mA quand U_e est nulle : on ajoute une 2^e entrée sur laquelle agit une tension constante fournie par une référence. Bien entendu, les résistances doivent être recalculées.

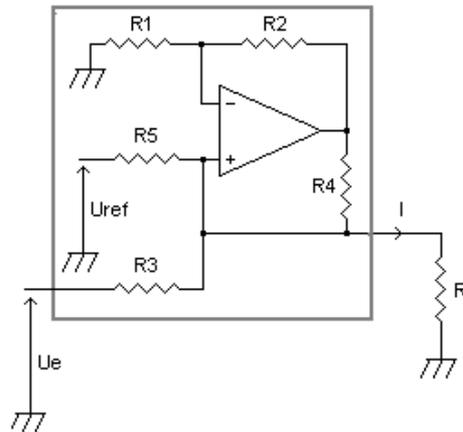


Fig 24

On peut montrer que le courant sortant de la source est

$$I = \frac{\frac{U_e}{R_3} + \frac{U_{ref}}{R_5}}{1 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} - \frac{R_2}{R_1 R_4} \right) R} \quad (60)$$

Puisque I dépend de R , le montage n'est pas une source de courant parfaite. Cependant, il est possible d'éliminer le terme en R dans (60). Il suffit que

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_{35}} \quad \text{avec} \quad R_{35} = \frac{R_3 R_5}{R_3 + R_5} \quad (61)$$

On a alors

$$I = \frac{U_e}{R_3} + \frac{U_{ref}}{R_5} \quad (62)$$

10.2.3.2. Exemple.

Voici un exemple de réalisation d'une telle source débitant dans une résistance de $250\ \Omega$; les différents multimètres permettent de bien comprendre comment le montage fonctionne.

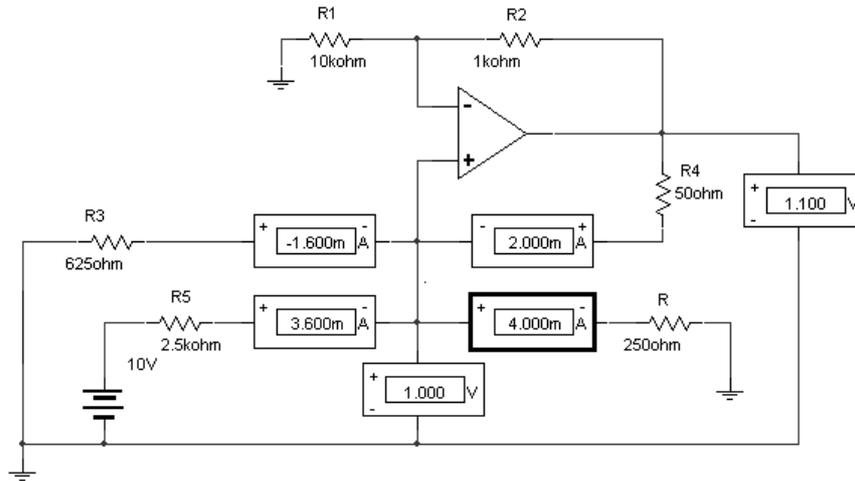


Fig 25

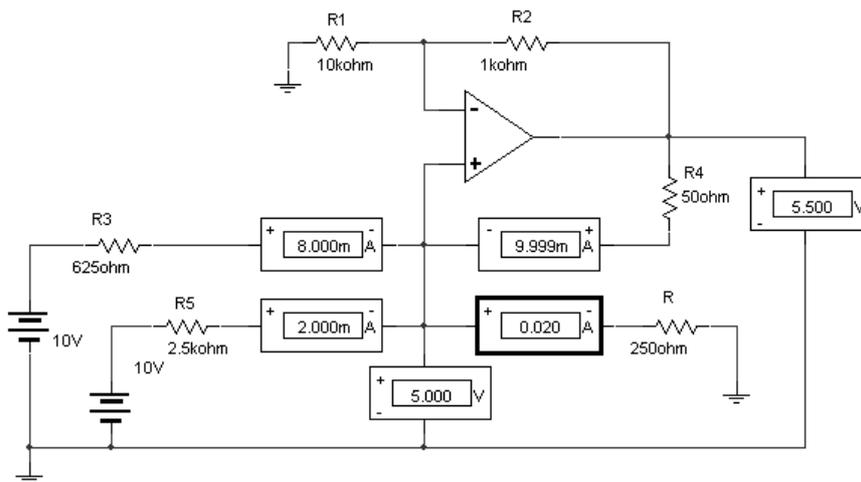


Fig 26

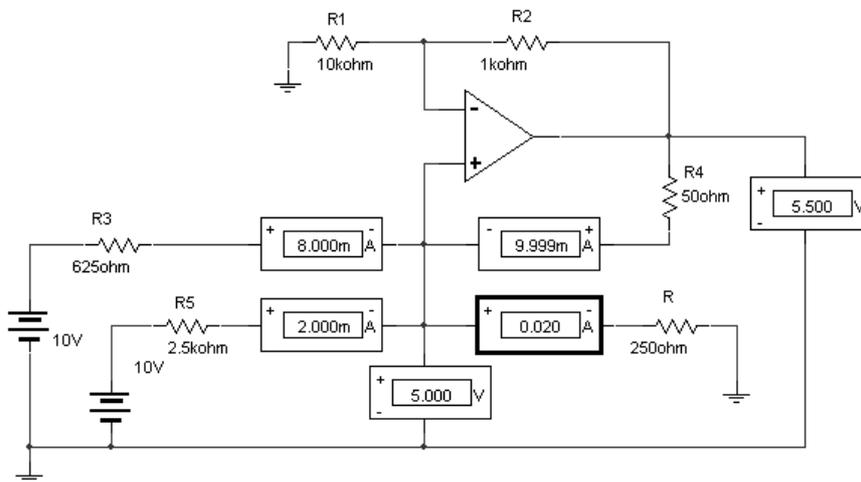


Fig 27

11. Bibliographie.

- [1] « Design with operational Amplifiers and analog integrated Circuits » - S. Franco - Mac Graw Hill
- [2] « Les amplis op » - M. Girard - Eyrolles