

Précis sur les Amplificateurs opérationnels avec quelques applications intéressantes

Ouvrage commencé en octobre 2023.

Ouvrage presque terminé en septembre 2024

Soulier Alain Noël

Table des matières

Important ! À lire en premier. Ce sont les propos de l'auteur.	6
Préambule.....	7
Historique :	7
Les premières solutions :	7
<i>Les amplificateurs magnétiques à noyau saturable.....</i>	<i>7</i>
<i>Amplificateurs à tubes à émissions d'électrons.....</i>	<i>9</i>
<i>Les amplificateurs à transistor.</i>	<i>10</i>
<i>Les amplificateurs opérationnels.....</i>	<i>12</i>
Conclusion première.....	12
Description des amplificateurs opérationnels.....	13
La règle d'or des amplificateurs opérationnels.....	26
Une démonstration mathématique de la règle d'or.....	26
Conclusion sur l'usage de l'Amplificateur opérationnel.....	29
Montages analogiques avec des amplificateurs opérationnels.....	31
Objectifs :	31
Montage suiveur ou adaptateur d'impédance.....	32
Amplificateur inverseur.....	33
Amplificateur soustracteur ou différentiel.....	35
Amplificateur additionneur inverseur.....	38
Montage sommateur Non Inverseur.....	42
Amplificateur intégrateur à condensateur.....	44
Amplificateur intégrateur à inductance.....	47
Montage amplificateur à contrôle automatique du gain (CAG).....	49
Amplificateur dérivateur ou différentiateur.....	53
Simulateur de résistance négative.....	55
Convertisseur numérique analogique, avec entrées parallèles.....	58
Amplificateurs logarithmiques.....	63
Amplificateurs Exponentiels.....	67
Produit de fonctions par amplificateurs opérationnels.....	71
Convertisseur tension-courant (générateur de courant, presque parfait.).....	72
Montages analogiques réalisant des filtres actifs, définition	74
Filtre actif passe bas du 1 ^{er} ordre.....	75
Structure de Rauch.....	77
Filtre actif passe bas du 2 ^{ème} ordre, structure de Rauch.....	81
Filtre actif passe haut du 2 ^{ème} ordre, structure de Rauch.....	85
Filtre actif passe bande du 2 ^{ème} ordre, structure de Rauch.....	90
Filtre actif coupe bande du 2 ^{ème} ordre, structure de Rauch.....	95

Structure de Sallen & Key	96
Filtre actif passe-bas. Cellule de Sallen & Key passe-bas.....	100
Filtre actif passe-haut. Cellule de Sallen & Key passe-haut.	105
Filtre actif passe-haut. Cellule de Sallen & Key, passe bande.....	108
Filtre actif coupe bande, cellule de Sallen & Key.....	111
Quelques montages gadgets, explications.	113
Que signifie le terme « gadget » ?	113
Simulateur de capacité.	114
Simulateur d'inductances.....	115
Montage générateur de vagues.	116
Montage convertisseur de variations exponentielles.	120
Montage fournissant une résistance variable commandée en tension	121
Oscillateur sinusoïdal à Pont de Wien.....	125
<i>Hommage !</i>	<i>131</i>
<i>Reprenons !.....</i>	<i>131</i>
Alimentations « spéciales ».....	133
<i>Modèle ou la différence de tension entre plus V_{alim} et moins V_{alim} est la plus faible.</i>	<i>133</i>
<i>Modèle où chaque tension est la plus stable possible....</i>	<i>134</i>
Montages travaillant en commutation.	134
Montage détecteur de zéro.	136
Montage détecteur de zéro inverseur.....	138
Montage détecteur pour un seul seuil de tension	140
Montage détecteur inverseur pour un seul seuil de tension.....	142
Montage détecteur Trigger, ou à deux seuils de tensions, ou Trigger de Schmitt.	144
Montage détecteur de front montant et descendant , pouvant se muer en détecteur de front montant seul, ou, détecteur de front descendant seul, ou, monostable restreint par modification du câblage.	147
Montage détecteur de front montant seul.	152
Montage détecteur de front descendant seul.	156
Montage doubleur de fréquence.	158
Monostable inverseur temporisateur au déclenchement	160
Monostable et temporisateur à l'enclenchement	163
Montage astable	165
La surprise !	167
Compléments mathématiques destinés aux faibles en maths, dont je revendique haut et fort en faire partie !!	167
Prérequis, il faut connaître :	167
Avant-propos :	167
<i>Quelques méthodes surannées, certes, mais utiles.....</i>	<i>168</i>
<i>C'est quoi une tension ?.....</i>	<i>169</i>

<i>C'est quoi une intensité ?</i>	171
<i>C'est quoi une puissance ?</i>	172
<i>C'est quoi un générateur, c'est qui un récepteur ?</i>	173
<i>Résistance et impédance qu'est que c'est ?</i>	175
<i>La loi des mailles. La loi des nœuds.</i>	178
<i>La loi d'ohms par la notion de conductance ou d'admittance.</i> 180	
<i>Le théorème de Thévenin.</i>	181
<i>Le théorème de Norton.</i>	186
<i>Le théorème de Millman.</i>	188
<i>Théorème de Kirchhoff</i>	190
Les Matrices et le calcul matriciel	193
Détermination d'une fonction exponentielle.	209
<i>Famille ou $1/\tau$ est négatif</i>	211
<i>Famille ou $1/\tau$ est positif.</i>	212
Les nombres complexes, qu'es aquo ?	214
<i>Les nombres complexes sont une représentation et une exploitation algébrique des principes utilisés par la géométrie en deux dimensions.</i>	214
<i>Comment rendre un rapport de nombres complexes en un seul nombre complexe.</i>	216
<i>Règles récupérées sur la trigonométrie.</i>	216
<i>Pour l'électricité et l'électronique, les complexes avec les éléments simples :</i>	218
Les logarithmes, c'est une vue de l'esprit ?	219
La notion de décibels	220
Fonction de Bode	221
Manières de procéder :	221
<i>Fonctions simples</i>	222
<i>Fonctions du 1^{er} degré. $Av' = k' \omega j$ ou $Av'' = 1/k'' \cdot \omega j$...</i> 223	
<i>Fonctions du 1er degré $Av''' = k''' \omega j + 1$ ou $1/(k''' \omega j + 1)$</i> 225	
<i>Fonctions du 2^{ème} degré :</i>	227
<i>Fonctions du 2^{ème} degré $k' \omega^2 j^2$:</i>	228
<i>Fonctions $1/(\tau^2 \omega^2 j^2 + \zeta \tau \omega j + 1)$ ou $(\tau^2 \omega^2 j^2 + \zeta \tau \omega j + 1)$</i> 229	
<i>Fonction $\tau^2 \omega^2 j^2 + \zeta \cdot \tau \cdot \omega j + 1$) :</i>	230
Calculer une équation différentielle du 1er ou 2^{ème} ordre « facilement »	231
<i>Pour les équations d'ordre 1</i>	231
<i>Pour les équations d'ordre 2</i>	233
La décomposition d'une fonction compliquée en polynôme (Formule de Taylor-Lagrange)	235
Comment y arriver ?	236
Décomposition de fractions polynômes en somme de fractions.	238
La notion de décomposition en série de Fourier.	241

Décomposition en série de Fourier.....	241
Phénomène de Gibbs. Avec mon explication toute personnelle.....	243
La notion des transformées de Laplace.	245
Méthodes analytiques	248
Avec ces transformées... (Déjà calculée...) Le travail est déjà fait.....	248
Quelques exemples :	254
<i>Un exemple simple : la charge et la décharge de condensateur.</i>	<i>254</i>
<i>Pour le démontrer un second exemple :</i>	<i>255</i>
Et maintenant, le travail (énorme) de mon ami !	257
Ce qui va suivre est retranscrit tel quel !	257

Important ! À lire en premier. Ce sont les propos de l'auteur.

Vous avez décidé de consulter cet ouvrage, je vous en remercie. Sachez cependant que cet ouvrage répond **à un désir de partage** de connaissances acquises au cours de nombreuses années à pratiquer le dépannage puis l'enseignement.

Alors pour répondre aux différentes questions qui m'ont été posées, un jour ou l'autre par l'intermédiaire de mon site j'ai décidé de réaliser cet ouvrage.

<http://mistershoe.free.fr/>

Cet ouvrage est découpé en plusieurs parties. Vous pouvez directement aller de l'une à l'autre.

Si vous désirez une réponse rapide à un problème posé, et que vous avez besoin d'un schéma, allez directement sur les montages **avec les fonctions de transfert**.

Cependant, tout juste après les informations **les plus directes** sur les montages proposés, se trouvent les expressions mathématiques qui ont permis de donner ces résultats.

Vous pouvez aussi trouver d'excellentes solutions sur Internet, où se trouvent d'innombrables schémas et expressions.

Si vous désirez une information complète sur les possibilités de l'amplificateur opérationnel, commencez par le début.

Si vous désirez connaître le principe de « la règle d'or » sautez la première partie et allez directement au second. Par la suite, je vous conseillerais de regarder la première partie.

Enfin, je m'adresse à des personnes connaissant **un minimum** de règles mathématiques utilisées dans le domaine de l'électronique. Je veux parler de :

- Le théorème de Thévenin.
- Le théorème de Norton.
- La notion la loi des « nœuds ».
- La loi des « mailles ».
- La notion de dérivées et d'intégrales
- Éventuellement, les lois sur les impédances des éléments simples en courant alternatif, mais de préférence sous la forme des règles de Laplace, avec $p = \omega.j$. (Si vous connaissez les transformées de Laplace, vous pourrez de vous-même aller plus loin).
- De même, si vous connaissez le principe des équivalences des fonction de Bode. Ce sera un plus (qui vous permettra, là aussi, d'aller plus loin).

Et surtout connaître et savoir appliquer la règle d'or des amplificateurs opérationnels.

Si vous êtes sages et studieux, une surprise vous attend sur la fin

Bonne lecture !

Soulier Alain Noël

Préambule.

Historique :

Dans les premiers temps de l'étude et de l'exploitation de l'électricité, on a essayé de modifier, diminuer, amplifier ou gérer des phénomènes physiques existants.

Pour cela on a utilisé les lois de l'électrotechnique. En effet, par son caractère, propre, invisible efficace, l'électricité avait de quoi séduire.

Les difficultés, outre la nécessité de posséder un certain bagage mathématique était d'imaginer des systèmes cohérents capables d'établir des relations entre les désirs de l'utilisateur, les réalités extérieures et l'utilisation proprement dite de l'électricité.

L'inverse, par contre été assez bien réalisé par la création de mouvements, de force et chaleur, faciles à créer.

Le paroxysme des difficultés apparaissait lorsque l'on désirait apporter une touche d'automatisation à un système. En effet outre ce que l'on peut imaginer **comme utile**, en tant **qu'élément recevant des informations** : contact, capteur mécanique, capteur transformant certaines grandeurs physiques comme la chaleur, vibration, pression, etc. en grandeurs électriques. Ceci le plus précisément possible, mais hélas d'une manière très très ténue.

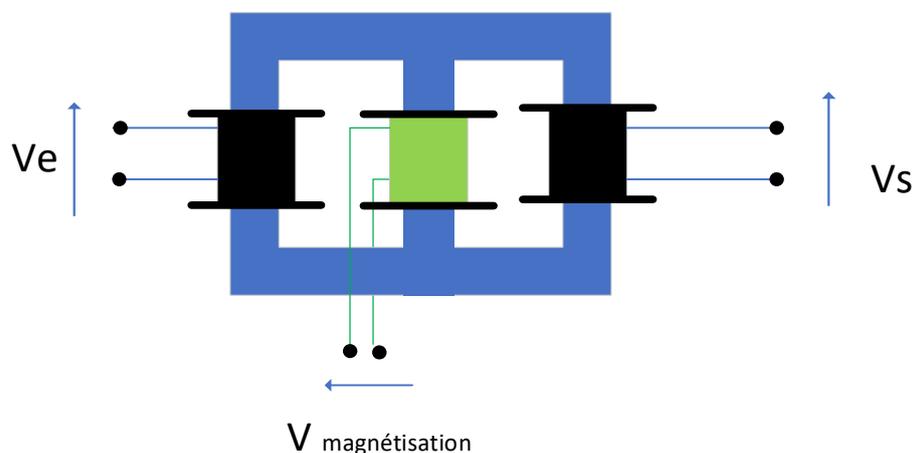
La nécessité d'amplifier les informations d'une manière précise s'imposa.

Les premières solutions :

Les amplificateurs magnétiques à noyau saturable.

Un noyau magnétique en fonction d'une force magnéto motrice imposée peut voir varier sa réductance. Il était possible d'obtenir des signaux de sortie > ces d'entrée grâce à un support d'énergie extérieure. On obtenait ainsi une amplification.

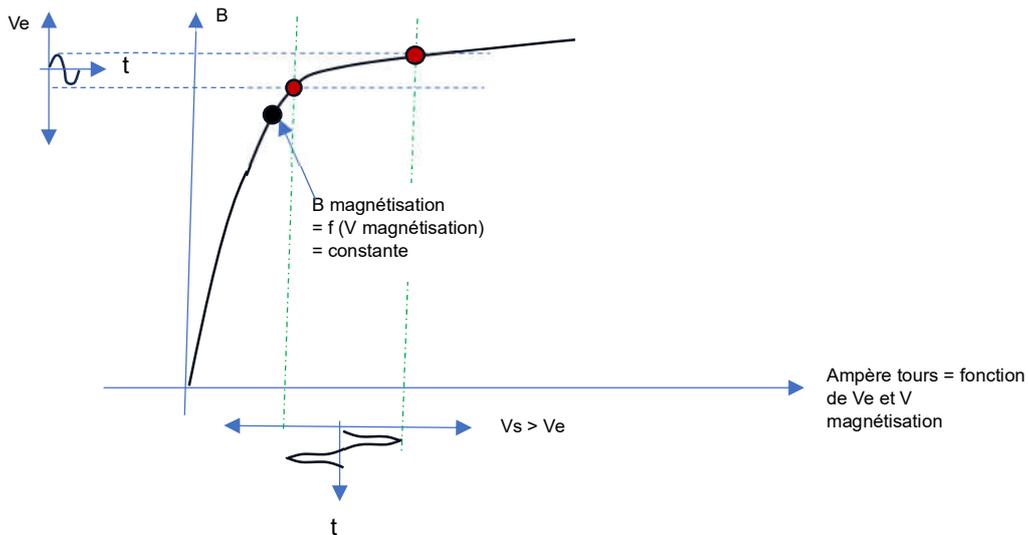
Le problème c'est que l'amplification n'était pas forcément fidèle à la grandeur d'entrée. Des harmoniques se créaient spontanément, amenant ainsi des modifications dans la forme des signaux fournis.



Ve sera la tension image de la grandeur à amplifier. Elle devra être **obligatoirement** variable dans le temps.

Vs sera la grandeur amplifiée. Plus (hélas !) des harmoniques parasites. (C'est quoi une harmonique ??? Eh fainasse, bosse un peu !!!, va voir sur Internet !)

V magnétisation sera une grandeur de tension continue nécessaire pour arriver à une zone de saturation magnétique nécessaire pour obtenir l'amplification. Elle sera fournie par un générateur de courant continu.



$$V_e = N_1 \cdot \frac{d(B(t)) \cdot R \cdot \text{surface exposée au flux}}{dt} = N_1 \cdot \frac{d(\delta(t)) \cdot R \cdot \text{surface exposée au flux}}{dt}$$

$$\rightarrow \delta \cdot R = \frac{1}{N_1} \cdot \int V_e \cdot dt$$

- R = Réluctance des matériaux utilisé.
- δ = flux magnétique produit par V_e
- B = Induction produite par V_e
- δ = Induction x surface exposée au magnétisme.

$$\delta_{total}(t) = \delta(t) + \delta \text{ de } V \text{ magnétisation} = \delta'$$

$$\delta \text{ de } V \text{ magnétisation} = \text{constante}$$

R dépendra de V magnétisation, d'où $R = f(V_{\text{magnétisation}})$

$$V_s = N_2 \cdot \frac{d\delta'}{dt} = N_2 \cdot \frac{d\delta}{dt} \text{ puisque } \delta \text{ de } V \text{ magnétisation} = \text{constante}$$

$$V_s = N_2 \cdot \frac{d\left(\frac{1}{N_1 \cdot R} \cdot \int V_e \cdot dt\right)}{dt}$$

Mais, comme la réluctance va varier en fonction de V magnétisation, le fonctionnement se trouvera en zone de saturation.

Ce qui entrainera une amplification en tension (avec distorsion)

Première restriction :

L'ensemble ne peut fonctionner **qu'avec des courants variables** alternatifs.

Deuxième restriction :

Principe très gourmand en énergie, surtout pour la magnétisation.

Il est nécessaire d'avoir un courant de magnétisation continue afin de réaliser un décalage susceptible d'amener à une zone de saturation magnétique.

Troisième restriction :

Au niveau de la sortie (V_s), de grandes distorsions dû à la courbure présentée à la réponse magnétique du circuit magnétisé.

Quatrième restriction :

Les structures magnétiques sont très sensibles à la chaleur, l'amplification obtenue, (avec ces harmoniques parasites) dépendra de la chaleur qui se trouvera imposée circuit au moment de l'utilisation.

Amplificateurs à tubes à émissions d'électrons.

Arrivèrent les tubes à émissions dans le vide : iode, iode, internaute, etc. ces tubes permirent la réalisation de différentes fonctions d'électronique de base comme :

- Les redresseurs.
- Les amplificateurs.
- Des accélérateurs récepteurs de luminosité.
- Etc.

Avantages :

- Très robuste mécaniquement.
- Très utilisé encore de nos jours.
- Peu sensible aux radiations.
- Pouvant supporter des chocs électriques importants.

Restrictions :

- Première restriction : un fort dégagement de chaleur, pour permettre l'émission d'électrons dans le vide.
- Deuxième restriction : des tensions continues importantes sont nécessaires pour pouvoir fonctionner correctement.

- Troisième restriction : les gains en tension ou en courant sont variables et fonctions de la température. Cela impose la nécessité d'utiliser les principes de contre réaction.
- La conception de schémas peut être complexes car les tubes possèdent beaucoup de capacités parasites.

Les amplificateurs à transistor.

Les transistors arrivèrent dans les années 1960.

Pouvant être très petits, faciles d'emploi, ils consomment peu et dégagent un minimum de chaleur. La gamme d'usage en fréquence est très étendue allant du courant continu plusieurs dizaines, voire centaines de mégahertz.

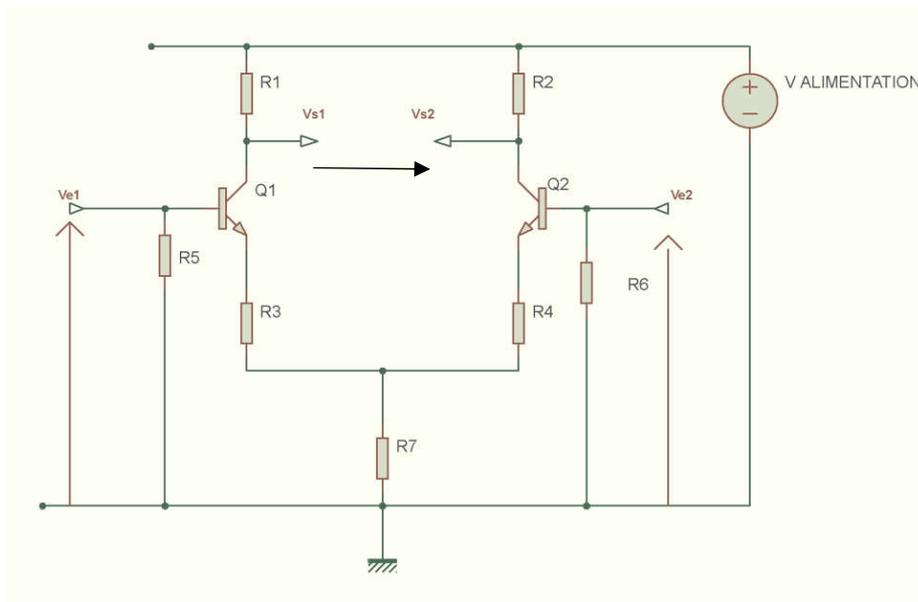
Les transistors sont de nos jours capables de travailler en tension (transistor à effet de champs), ou en courant (transistor bipolaire). Initialement, les commandes effectuées surtout en l'intensité.

L'inconvénient majeur qu'il est nécessaire de posséder un solide bagage mathématique, pour concevoir un montage viable. Loi des mailles, des noeuds Thévenin, Norton, Bode, Laplace, etc.

Il est possible de connaître toutes les caractéristiques d'un de ces amplificateurs :

- Impédance d'entrée.
- Impédance de sortie.
- Amplification et gain en tension (dB)
- Fréquence de coupure, dépendant des transistors.

Un exemple d'amplificateur différentiel à transistor :



Différence de tension à amplifier : $V_{e1}-V_{e2}$

Différence de tension amplifiée : $V_{s1}-V_{s2}$

Impédance d'entrée $\approx R_5$ ou R_6

Impédance de sortie $\approx R_1$ ou R_2

Avec $\beta_1 = \frac{I_c}{I_b}$ du transistor Q_1

$$\text{Amplification en tension, 1}^{\text{er}} \text{ étage} = A_{v1} = - \frac{V_{s1}}{V_{e1}-V_{e2}} = - \frac{\beta_1.R_1}{2(h_{11EQ2} + \beta_1.R_3)}$$

Avec $\beta_2 = \frac{I_c}{I_b}$ du transistor Q_2

$$\text{Amplification en tension, 2}^{\text{ème}} \text{ étage} = A_{v2} = \frac{V_{s2}}{V_{e1}-V_{e2}} = \frac{\beta_2.R_2}{2(h_{11EQ2} + \beta_2.R_3)}$$

De préférence :

$R_1 = R_2$

$R_3 = R_4$

$Q_1 = Q_2$

R_5, R_6 , quelconques

REM : h_{11EQ1} et h_{11EQ2} sont les impédances ramenées à l'extérieur entre la base et l'émetteur de chaque transistor. Ces impédances dépendent de la température interne du transistors (hélas !)

$$\text{Amplification différentielle } A_d = \frac{V_{s2}-V_{s1}}{V_{e2}-V_{e1}} = \frac{\beta_1.R_1 \text{ ou } R_2}{h_{11EQ2} \text{ ou } 1 + \beta_2.R_3 \text{ ou } .R_4}$$

$$\text{Amplification en mode commun, (c'est-à-dire si } V_{e1} = V_{e2}) = A_{mc} = \frac{R(1 \text{ ou } 2)}{2.R(3 \text{ ou } 4)}$$

En principe, $A_d \gg A_{mc}$

Pour ce montage la bande passante va de 0 Hz à X MHz, la limite vient des capacités parasites existantes entre **base** et **émetteur** des transistors.

Nous voici enfin dans le vif du sujet !

Compte tenu des progrès immenses observés dans l'industrie, les amplificateurs opérationnels ont été réalisés dans une pastille de silicium gravée grâce au laser. Il a été possible de modéliser des montages avec plusieurs centaines voire des milliers de transistors. Ceci dans une surface inférieure à 2 mm².

Le boîtier occupe une surface pour l'élément de base comprise entre 1 et 2 cm²

Au niveau des possibilités.

- L'impédance d'entrée est très grande entre 10⁵ et 10¹² Ω.
- Les entrées sont différentielles il existe une entrée suiveuse, et une entrée inverse.
- Impédance de sortie est très faible de l'ordre de la centaine d'ohms.
- Le gain différentiel ouverte et de l'ordre de 10⁵ à 10⁷, ce qui fait de l'ordre de 100 à 140 dB.
- Il est nécessaire d'avoir deux tensions d'alimentation nommées V plus et V moins. Ces tensions peuvent être symétriques, mais ce n'est pas forcément obligatoire.
- La plage de variations de tension de sortie dépend des tensions d'alimentation. La tension de sortie de l'amplificateur opérationnel ne peut en aucun cas être supérieure à la tension d'alimentation, que ce soit V plus, ou inférieure à V moins. Dans le cas de tension d'alimentation symétrique, $\Delta V_s \approx 2V$ alimentation.
- Il peut y avoir des distorsions au niveau de la réponse de l'amplificateur opérationnel. (Nous y reviendrons.)
- L'encombrement est minimal, celui de boîtier « Dual » à 2 x 4 broches.
- Ce type d'amplificateur permet la réalisation d'opérations mathématiques, comme l'addition, soustraction, calcul différentiel, intégral, etc. D'où le terme d'opérationnel.

Conclusion première.

De tous les éléments imaginés subsistaient des problèmes de stabilité en fréquence et en température.

Les amplificateurs magnétiques, mise à part l'usage de la contre réaction amenait bien des solutions au point de vue de la stabilité.

La possibilité de transformer une grandeur physique faible en niveau, à une grandeur électrique **proportionnelle** la première était possible.

La notion amplificateur opérationnel rendait possible cela, en amenant avec la notion d'opérationnel et la notion d'opération.

La notion d'opération. Quand on parle d'opération, **il s'agit d'opérations mathématiques**, comme l'addition, soustraction, l'intégration, la dérivation, la génération d'impulsions.

Description des amplificateurs opérationnels.

Grâce aux progrès technologiques il fut bientôt possible de multiplier le nombre de transistors dans un espace très réduit et ainsi de réaliser de nombreuses fonctions électriques logiques et analogiques, dont l'amplification

Que demande-t'on à un amplificateur « normal »

- Peu de distorsions des signaux.
- Une grande impédance d'entrée (que l'on pourra amener à la baisse si nécessaire).
- Une faible impédance de sortie.
- Un gain ohms tension stable, indépendant des variations des composants.
- Une gamme de fréquence étendue au maximum.
- Une plage de variations de la tension d'entrée et de sortie étendue. Cette plage de variations est généralement comprise comme $\Delta V_{\text{sortie}} = 2(V_{\text{alimentation}})$
- Une distorsion de sortie maximum en usage général inférieure à 1 %.
- Un encombrement réduit

Qu'avons-nous avec un amplificateur opérationnel ?

Nous avons des dizaines de milliers de transistors réalisés dans une pastille de silicium, grâce au laser. La surface de cette pastille de silicium est inférieure aux millimètres carrés.

Nous avons **deux entrées** nommées entrée suiveuse et entrée inverseuse.

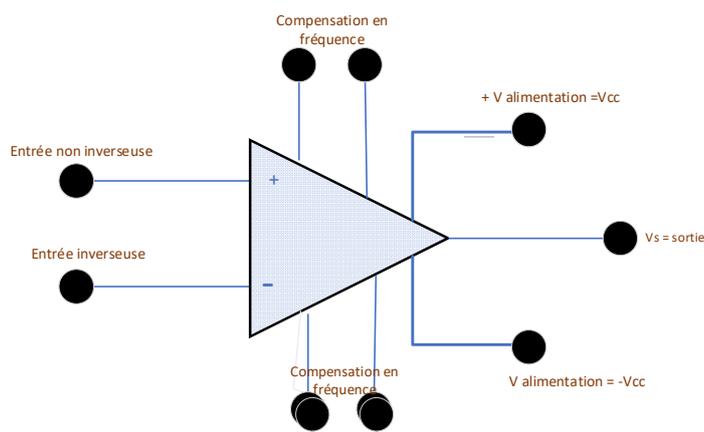
L'impédance de ses entrées est très grande entre 10^5 et 10^{12} ohms. Ce qui est généralement considéré comme tendant vers l'infini.

Impédance de sortie généralement inférieure à la centaine d'ohms. **La sortie est unique.**

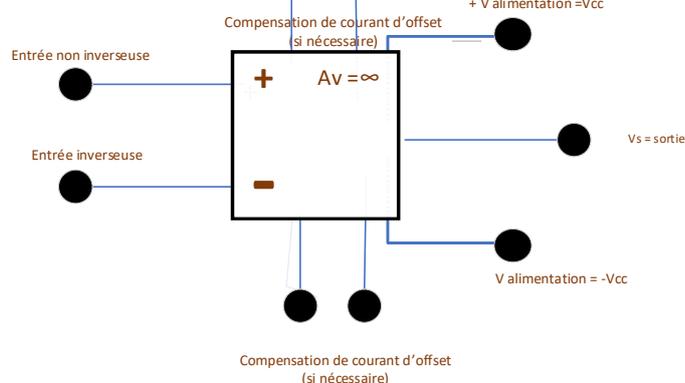
Symboles et branchements :

Il existe deux symboles : le symbole américain et le symbole européen.

Symbole américain.

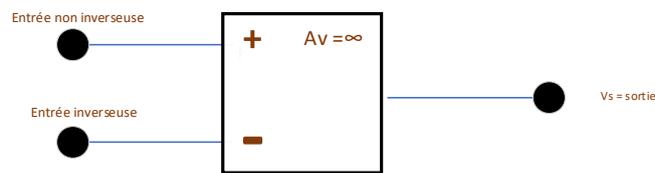


Symbole



européen.

Symbole utilisé dans les études.

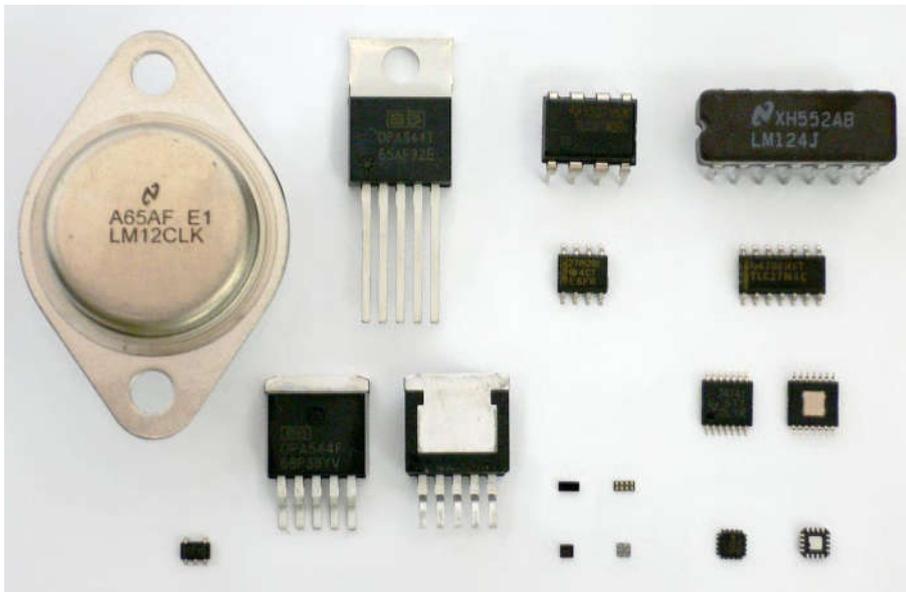


Attention :

Si, dans les études les alimentations ne sont pas représentées, de même que la compensation en fréquences et le traitement de l'offset, **cela ne veut pas dire** qu'il faut les oublier.

Ces trois notions sont occultées dans les logiciels de simulations. (Isis,....Ares...)

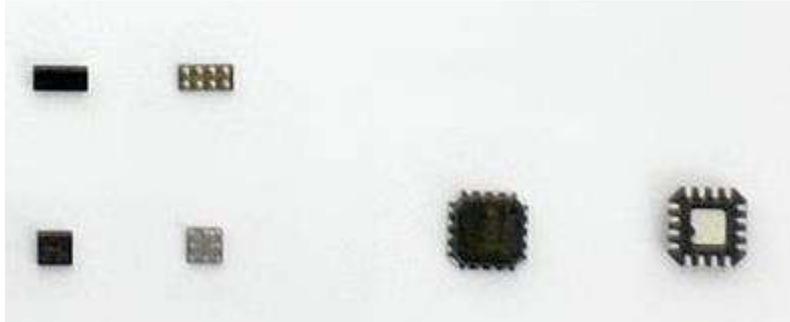
Différents boîtiers existent :



Les plus anciens :

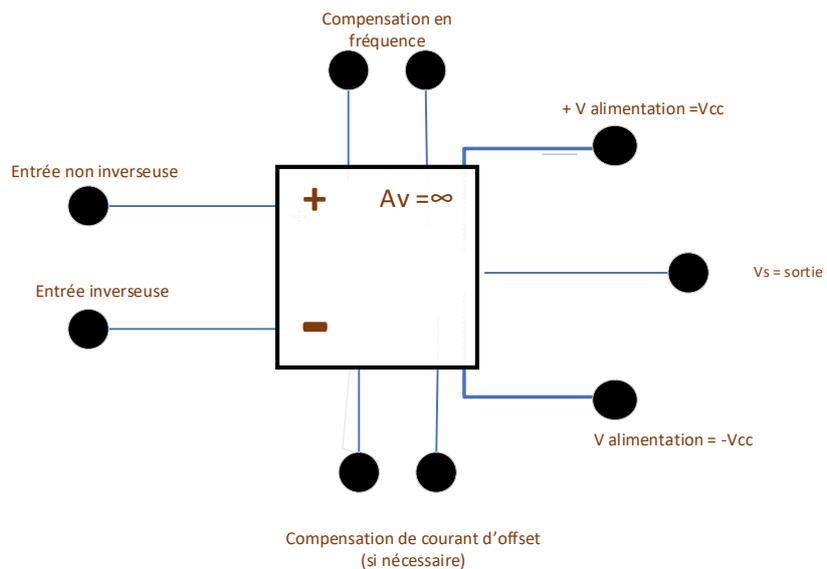
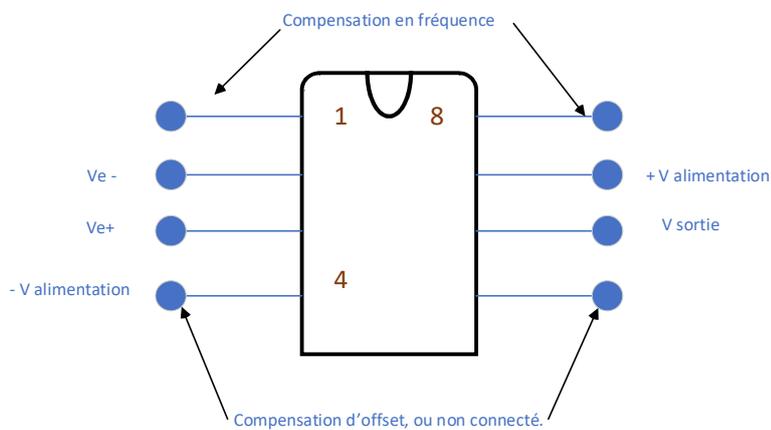


Les plus récents :



- Pour bien tout appréhender, les « vieux » seront de la partie.
- Les « jeunes » peuvent **vous dispenser de certains traitements.**

À quoi servent ou quelles sont les fonctions de ces entrées ?



Tout d'abord, celles qui servent le moins :

- Les bornes de compensation en fréquence :
- Lors de l'utilisation des amplificateurs opérationnels, il est parfois constaté une mise en oscillation de la structure. Il est facile de compenser cet état de fait en positionnant un condensateur de quelques pico Farad entre ces deux bornes.
- Il est possible aussi d'améliorer la réponse de la structure, en positionnant entre les alimentations V plus et V -, une structure de filtre passe bas du premier ordre.
- Les bornes de compensation du courant offset.
- Avec de très faibles niveaux de tension, il est possible de constater un certain décalage de tension de l'ordre de quelques millivolts.

Ces décalages dépendent de la température imposée à l'amplificateur opérationnel.

Tout se passera comme si l'on avait placé sur une entrée une tension parasite en série. Cette tension parasite va varier en fonction de la température.

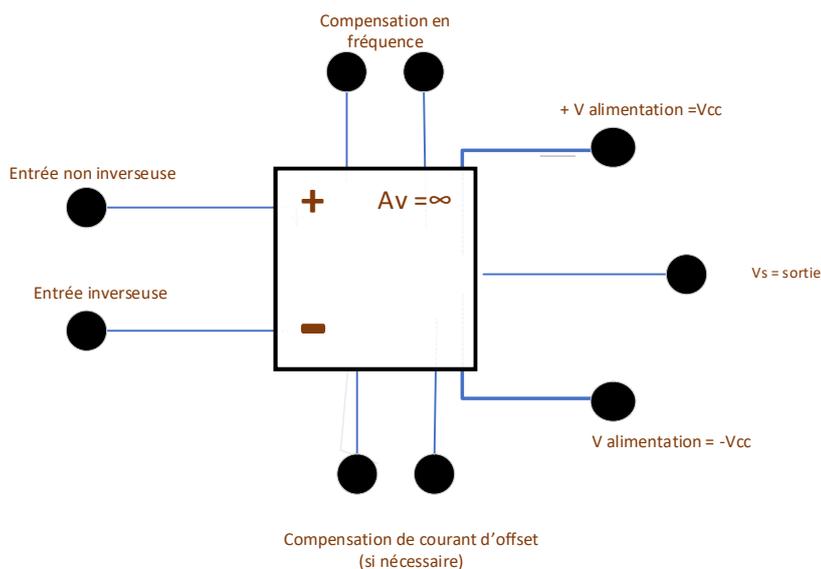
Courbe de réponse en sortie en fonction des tensions d'offset d'entrée :

- **Il est à noter que les corrections amenées par les constructeurs sont assez aléatoires** et ne fonctionnent que pour une plage de température d'emploi assez faible.
- **Si ce décalage est trop important**, il est possible de le compenser En câblant selon les conseils du fournisseur de l'amplificateur opérationnel.
- **Il n'existe pas de modèle unique de compensation**, tout dépend des directives du constructeur de l'amplificateur opérationnel.

Si l'on se sert d'un logiciel de simulation, ces bornes n'apparaissent pas.

Il conviendra de tenir compte de ces deux compensations, lorsqu'on passera au mode production.

- Les bornes d'alimentation.



Ces deux bornes d'alimentations ne seront pas présentes dans les logiciels de simulation.

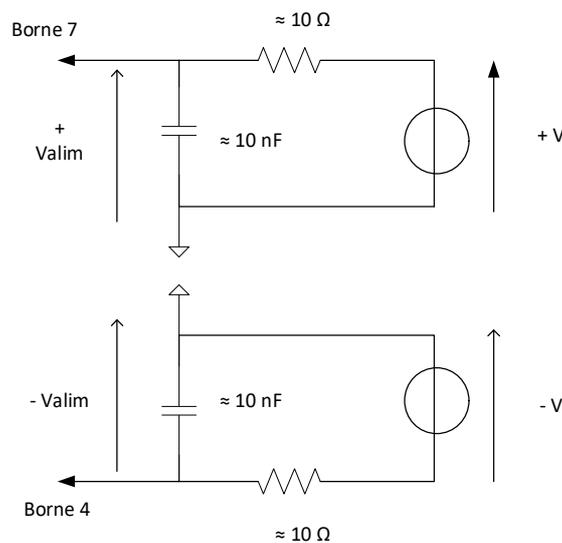
- Les tensions d'alimentation généralement, sont comprises entre plus ou moins 24 V.
- Il se peut, que des modèles spécifiques d'amplificateur opérationnels possède des valeurs différentes.
- **Il se peut que ces tensions d'alimentation soient différentes, dans ce cas les tensions de saturation seront proches de ces tensions d'alimentation.**

Attention !

Il est parfois nécessaire de positionner un filtre passe bas en série avec les alimentations. Le filtre est généralement conseillé par les constructeurs.

Sa fréquence de coupure **fc** = 10Mhz

Ce filtre doit être positionné si et seulement si des problèmes d'oscillations sont constatés.



- La borne d'entrée

suiveuse :

Comme son nom l'indique, c'est entrée permettra d'obtenir directement une tension de sortie, directement proportionnelle à la tension d'entrée.

Par rapport à la masse, ou de la référence imposée aux alimentations, l'impédance, sera de l'ordre de la dizaine de MΩ.

- La borne d'entrée inverseuse.

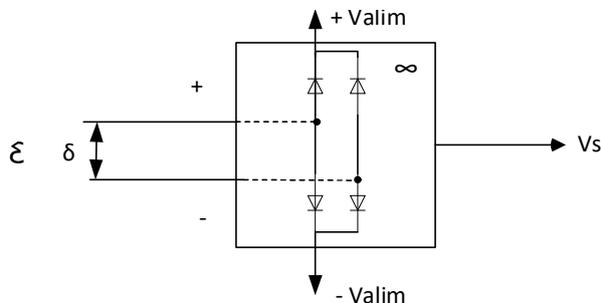
Elle permet d'obtenir une fonction mathématique en soustraction que celles présentes sur l'entrée suiveuse.

Par rapport à la masse, ou de la référence imposée aux alimentations, l'impédance, sera de l'ordre de la dizaine de MΩ.

Remarque au niveau de \mathcal{E} imposé aux entrées suiveuses et inverseuse.

Pour limiter les consommations et augmenter l'impédance d'entrée, l'on emploie de plus en plus des matériaux de type C MOS. Ils permettent de très, très faibles consommations, mais sont particulièrement fragiles aux surtensions.

Une protection généralement par diodes référencées aux tensions d'alimentation sera observée.



De la sorte, \mathcal{E} , sera mise en court-circuit si cette valeur dépasse $\pm V_{alim}$.

- **Remarque au niveau des courants de fuite** observés sur les entrées.

Un deuxième rattrapage des offsets est peut-être nécessaire, compte tenu des courants de fuite observés sur les entrées.

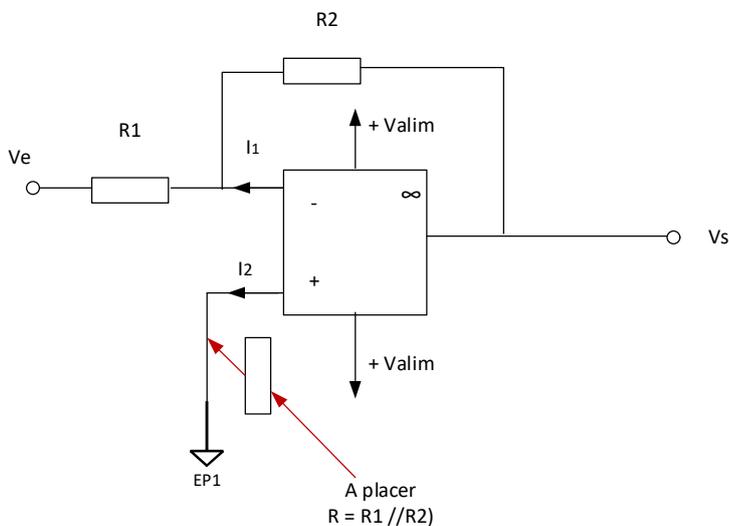
Malgré le fait de la conception des amplificateurs opérationnel, et malgré une extrême égalité dans le choix des composants. **De très faibles consommations en courant au niveau de l'entrée sont constatés**

Les intensités sont de l'ordre du courant pico nano Ampère, pour les plus récents au nano Ampère pour les plus anciens. (1 pico ampère = 10^{-12} A et 1 nano Ampère égale 10^{-9} A)

En principe ces courants de fuite sont généralement égaux.

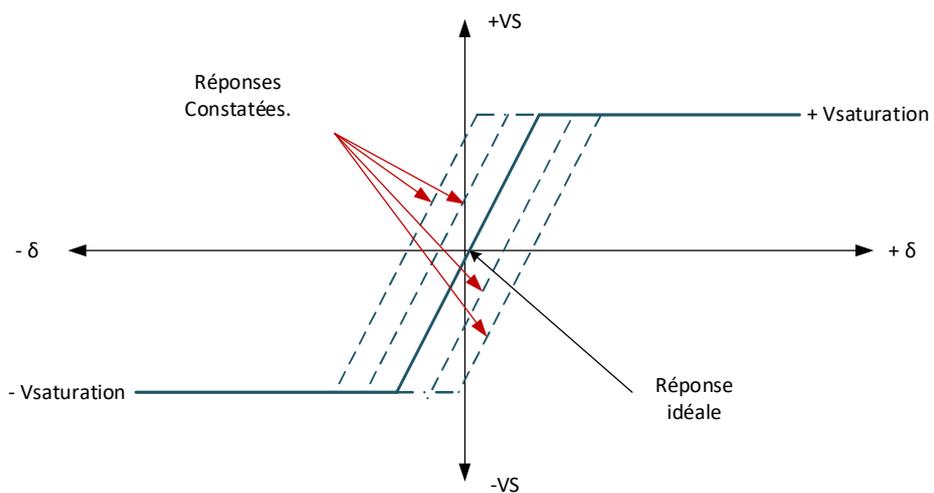
Il conviendra cependant d'en tenir compte si l'on constate que le fait de poser des composants positifs en avant des entrées, provoque des tensions de décalage, qui viennent s'additionner aux tensions de décalage d'offset.

Ici, un exemple de correction sur un montage qui sera étudié plus tard.



R sera la résistance équivalente en parallèle des deux autres.
 Elle est censée corriger les effets des courant de fuite
 u niveau de la sortie.

• A



Amplification différentielle :

$$V_s = \epsilon \cdot Av = (V_{e+} - V_{e-}) \cdot Av$$

L'amplification en tension « en boucle ouverte », c'est-à-dire en se utilisant directement V_{e+} et V_{e-} dépassera la **centaine de décibels**.

Cette amplification sera considérée comme « Infinie »

Cette valeur permettra l'application d'une règle « d'or » (Nous y reviendrons !!!)

Ce qui nous amènera à penser que $(V+) - (V-)$ **doit être très, très petit.**

En effet, **il doit être si petit** que l'on le considère pour les calculs courants, comme proche de « 0 »

Il prend le nom de « Epsilon » = $\epsilon \approx 0$

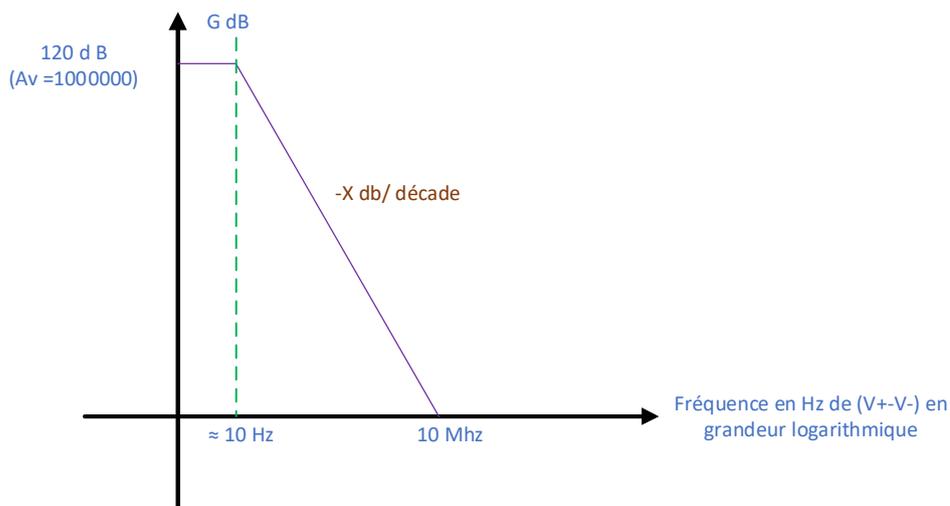
On répètera que l'amplification différentielle sera égale à :

$$V_s = \epsilon \cdot Av = (V_{e+} - V_{e-}) \cdot Av$$

La réponse en fréquence de la tension en sortie.

Elle est celle d'un filtre passe bas avec la fréquence de coupure $f_c \approx 10$ HZ.

La courbe ci-dessous correspond à une utilisation directe en boucle ouverte.



L'AOP n'est jamais utilisé ainsi. Le gain est diminué par des composants qui réalisent une contre réaction, qui voit une partie de la tension de sortie qui va être soustraite sur une des entrées.

La vieille notion connue de tous les électroniciens pourrait se vérifier, à savoir :

Le taux d'amplification influe sur la bande de passante égale une constante.

Plus l'amplification est élevée, plus la bande est restreinte.

Le problème pour connaître la bande passante d'un montage, est qu'il faut trouver l'information chez les constructeurs.

En effet, selon la constitution interne de l'ampli. Nous aurons affaire à une réponse d'un filtre passe bas d'ordre 1 ou 2 ou d'ordre 1 pour une première gamme de fréquence, puis 2 pour la suivante, puis.... (Ce qui justifie le »X sur la courbe ci-dessus)

De ce fait, il n'est pas possible de lui attribuer une réponse précise si l'on veut prendre la peine de faire des calculs.

(Avec des fonctions de Bode et la formule $V_s = \varepsilon \cdot Av = (V_{e+} - V_{e-}) \cdot Av$)

Si l'on est obligé de faire des calculs, il faut s'assurer de l'ordre de la fonction de transfert de l'amplificateur dans la zone de fréquence étudiée.

Une bonne approximation rapide de la bande passante est connue elle aussi des électroniciens. À savoir :

Le gain de fois la bande passante égale une constante. $G_{dB} \times f = cte.$

Pour l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte $f_c \approx 10$ Hz et G_{dB} 100 dB d'où $Av = 100000$

$Ct = constante = 100000 \times 10 = 1000000$

(On rappelle $G_{db} = 20 \log \left(\frac{V_s}{V_e} \right)$)

Exemple : si le gain passe de 120 dB à 20 dB, alors **$Av' = 10$**

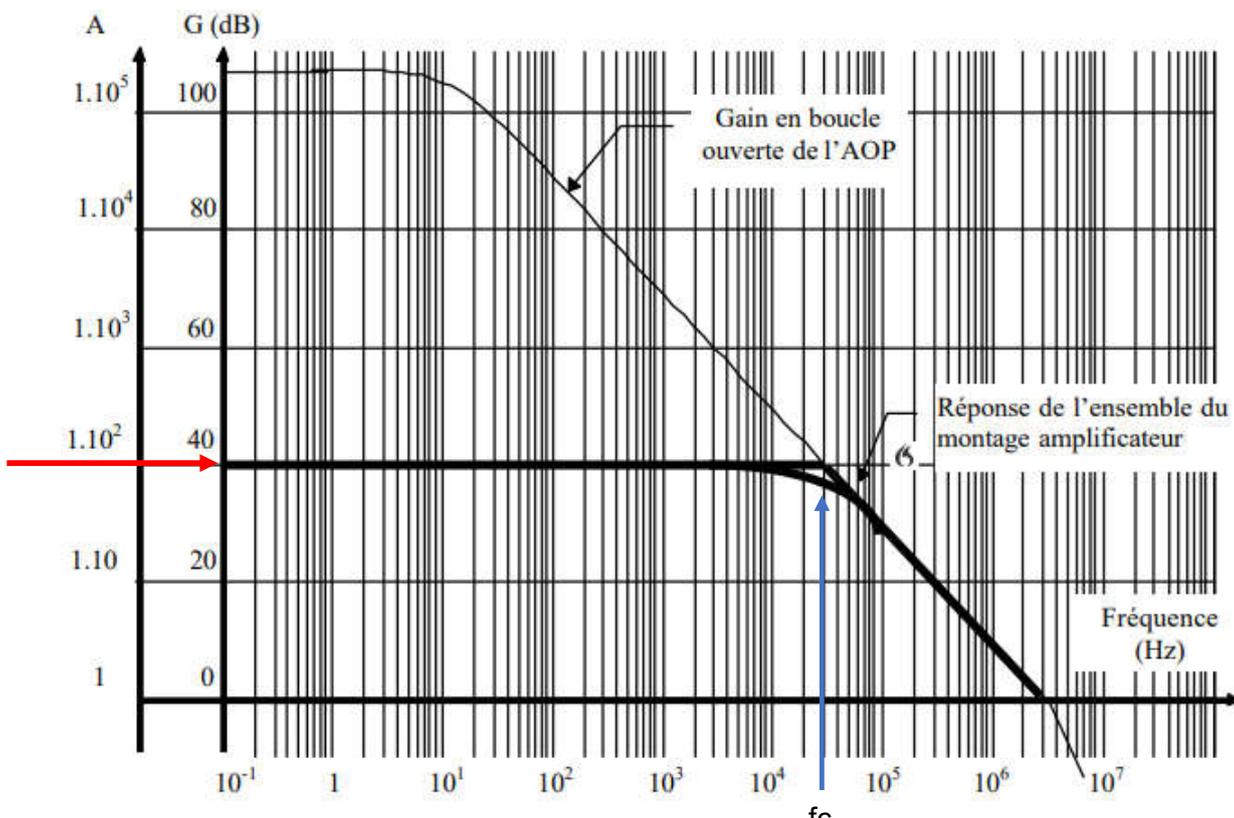
$Av' \times fc = cte = 10 \times f'c = 1000000$

La nouvelle fréquence de coupure sera égale à : $1000000 / 10 = 100000 = 100$ KHz.

Une autre possibilité est offerte en travaillant directement sur une courbe de réponse de l'amplificateur opérationnel.

Il suffit pour cela de connaître l'amplification désirée. Puis de calculer le gain en décibels.

Connaissant le gain en décibels, il suffit de reproduire une forme de réponse comme ci-dessous. Il sera possible de connaître la fréquence de coupure (à - 3 dB)



Exemple : on dési

re réaliser un montage amenant une amplification de 100.

Si $A_v = 100$, alors $G_{dB} = 20 \log(A_v) = 40 \text{ dB}$.

On projette cette valeur et l'on reproduit la réponse. On s'aperçoit que la fréquence de coupure sera $f_c = 300 \text{ kHz}$ (à -3 dB)

La compensation en fréquence.

Les amplificateurs opérationnels peuvent se mettre à osciller. C'est-à-dire qu'ils vont rentrer en résonance et générer un signal d'une fréquence totalement aléatoire.

Les amplificateurs opérationnels comme les amplificateurs à transistor connaissent le même problème.

À d'éviter ces oscillations parasites, il est d'usage de positionner un condensateur entre les bornes 1 et 8 de l'amplificateur. La valeur de la capacité de ce condensateur est conseillée par les constructeurs de l'amplificateur.

Temps de montée (slew rate).

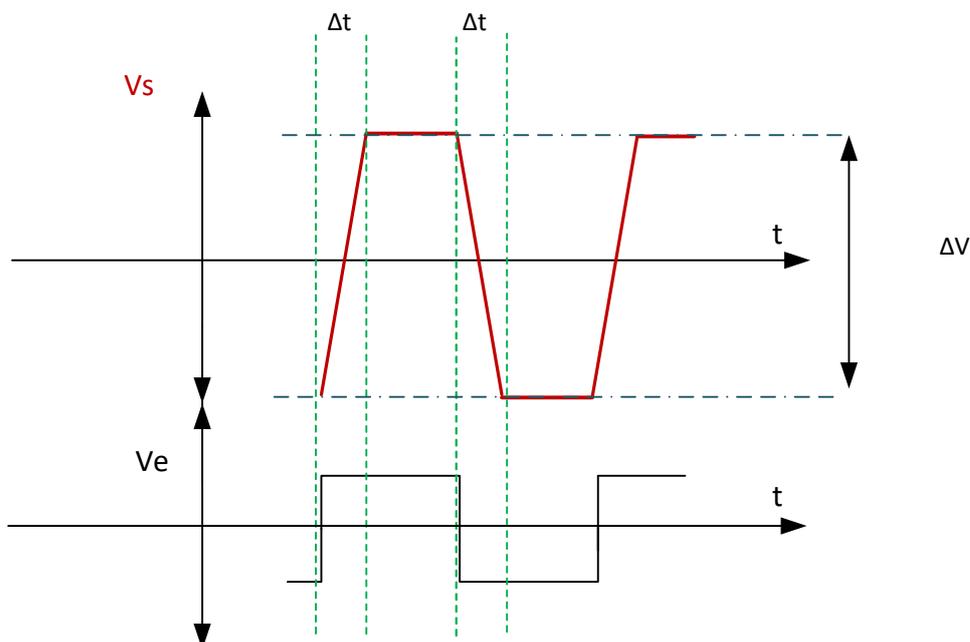
Les amplificateurs opérationnels ne réagissent pas instantanément aux variations imposées sur les entrées.

Comme tout amplificateur, il existe un temps de réponse.

- Si par exemple, l'on injecte un signal périodique **carré** et que l'on observe ce qui se passe en sortie avec un oscilloscope, il sera constaté un retard.

La pente du signal d'entrée et la pente du signal de sortie seront différentes. La pente du signal de sortie sera plus faible.

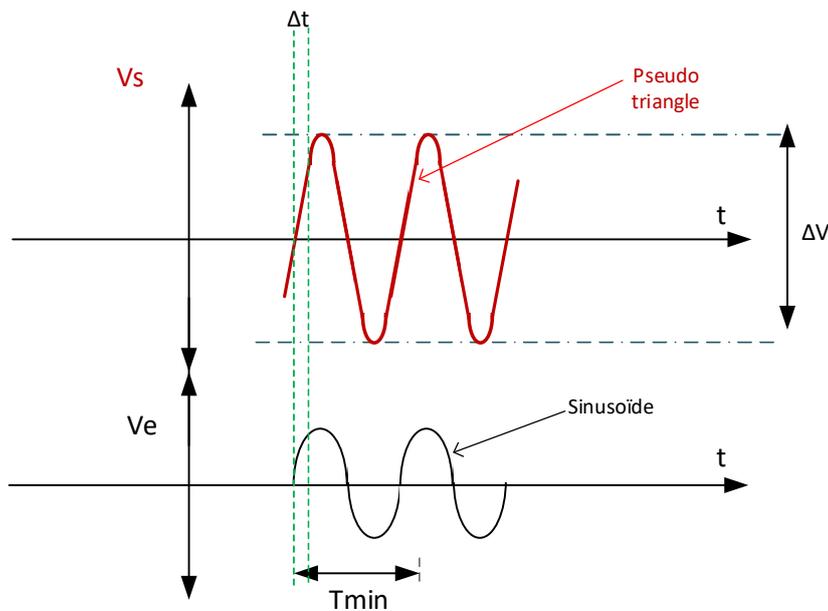
(L'oscilloscope devra être de qualité avec une bande passante la plus grande possible. Le signal d'entrée devra lui aussi être le plus proche de la perfection.)



- Si, à la place d'un signal « carré », il est placé en signal sinusoïdal de fréquence trop élevée.

Il sera constaté :

- Une atténuation liée à la fréquence de coupure de l'amplificateur opérationnel (-20 dB par décade)
- Une distorsion signal liée au temps de montée de l'amplificateur opérationnel. Cette distorsion tendra à déformer la forme sinusoïdale signal en une forme triangulaire. Ce qui l'amène parfois à parler de « triangulation » du signal.



Période correspondant à la fréquence maximum avant la triangulation complète

Pour éviter cette distorsion, il conviendra soit :

- De limiter la fréquence du signal d'entrée. L'amplitude désirée pour le signal de sortie. (Cette limitation sera plus importante que celle qui sera constatée par la réaction en fréquence de l'ampli opérationnel)
- Soit de limiter l'amplitude signal en sortie en conservant la même fréquence.

Il conviendra donc de choisir un ampli opérationnel plus rapide que les variations du signal de sortie. À savoir :

- Pour un signal d'une amplitude de sortie maximum, de fréquence donnée présentant un $\frac{dVs}{dt}$
- L'amplificateur opérationnel fournisse un « Slew Rate », « S »

$$S > \frac{dVs}{dt}$$

- Pour un signal sinusoïdal

$$S > \frac{dVs}{dt} = 10^{-6} \cdot U_{\max} \cdot \omega$$

Explication et un exemple de détermination de « S »

Pour le signal de sortie sinusoïdal quelconque :

- la pente maximale sera à $t = 0$
- $u_s(t) = U_s \sin(\omega t)$
- Il faudra convertir la valeur précédente en microseconde, puisque les constructeurs fournissent un « Sleev Rate », « S » exprimé en microseconde.
- $10^{-6} \frac{dVs}{dt} = 10^{-6} \cdot U_s \omega$
- À $t(\mu s) = 0$ $10^{-6} U_s \omega \cos(0) = 10^{-6} U_s \omega$

Exemple avec un signal de sortie $V_s(t) = 10 \times \sin(2 \pi \times 500000 \times t)$

$$(U_{\max} = 10 \text{ V} ; f = 500 \text{ kHz})$$

$$\text{Temps de montée en sortie} = 10^{-6} \times 10 \times 2 \pi \times 500000 = 31,4 \mu s$$

Il faudra donc que l'amplificateur opérationnel soit plus rapide. Ce qui implique un

$$\langle \mathbf{S} \rangle > 31,4 \mu s$$

Des abaques existent,

Elles permettent de calculer les possibilités offertes par un **amplificateur opérationnel donné**.

À savoir :

Pour le signal de sortie avec une amplitude désirée, quelle fréquence maximale ?

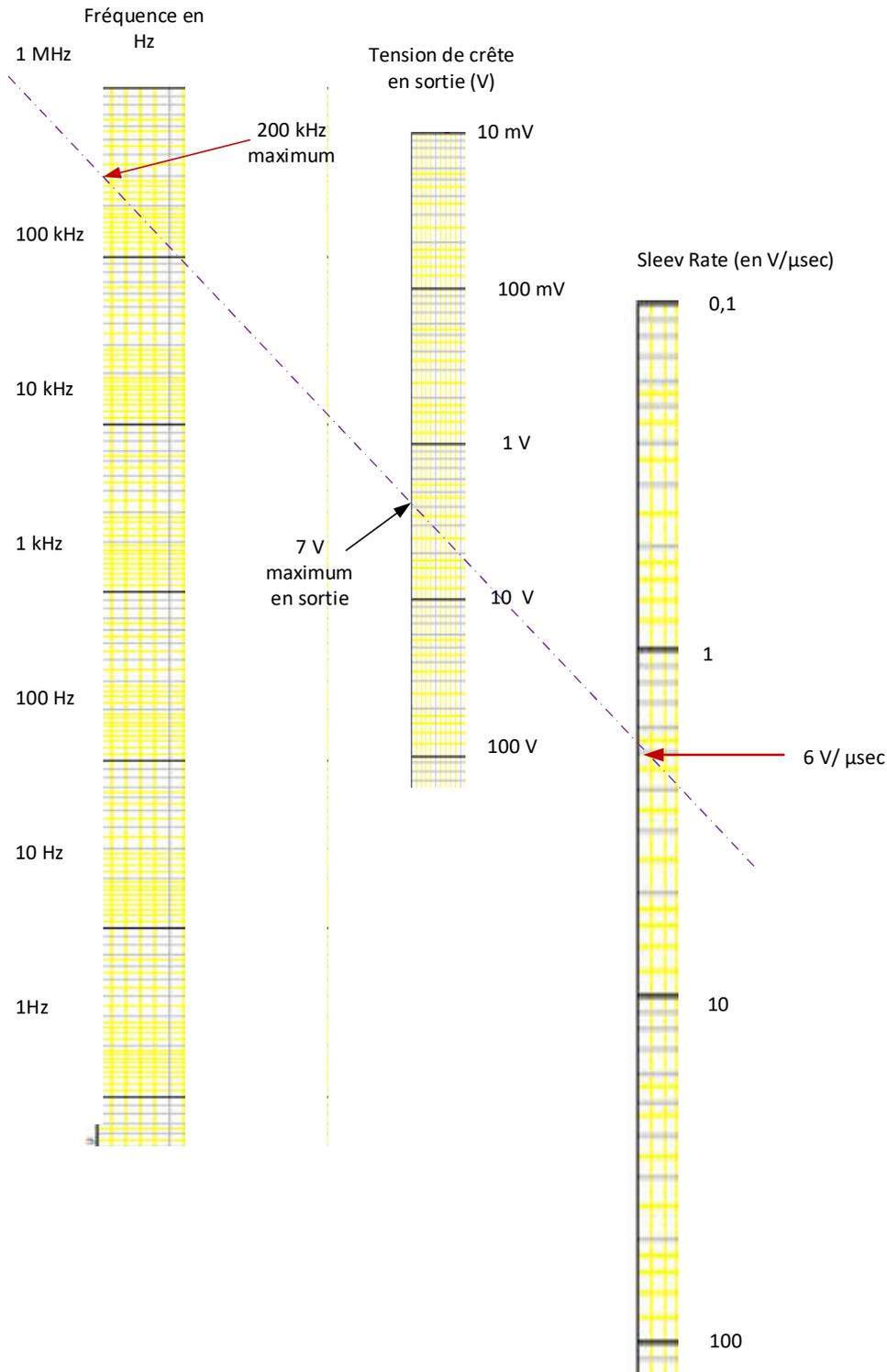
Ou a contrario.

Pour le signal en sortie, de fréquence maximale donnée, quelle amplitude maximum peut-on espérer.

Il existe la possibilité de connaître un type d'amplificateur opérationnel avec un « Sleev Rate » adapté aux caractéristiques d'un signal de sortie désiré.

Ce sont les constructeurs qui fournissent ces informations.

Un abaque existante, sortie du CA 3140 (enfin je crois). **Les valeurs sont quelconque et ne sont là que pour expliciter le principe ! (Et pour réaliser les diagrammes)**



Explication :

Pour un signal de sortie de 7 volts avec une fréquence de 200 Khz, il faudra un amplificateur opérationnel ayant un sleev rate de.....6v / μsec.

La règle d'or des amplificateurs opérationnels.

Cette règle ne s'applique qu'en mode analogique.

Cette règle ne peut s'appliquer qu'avec des amplificateurs opérationnels contre réactionnés.

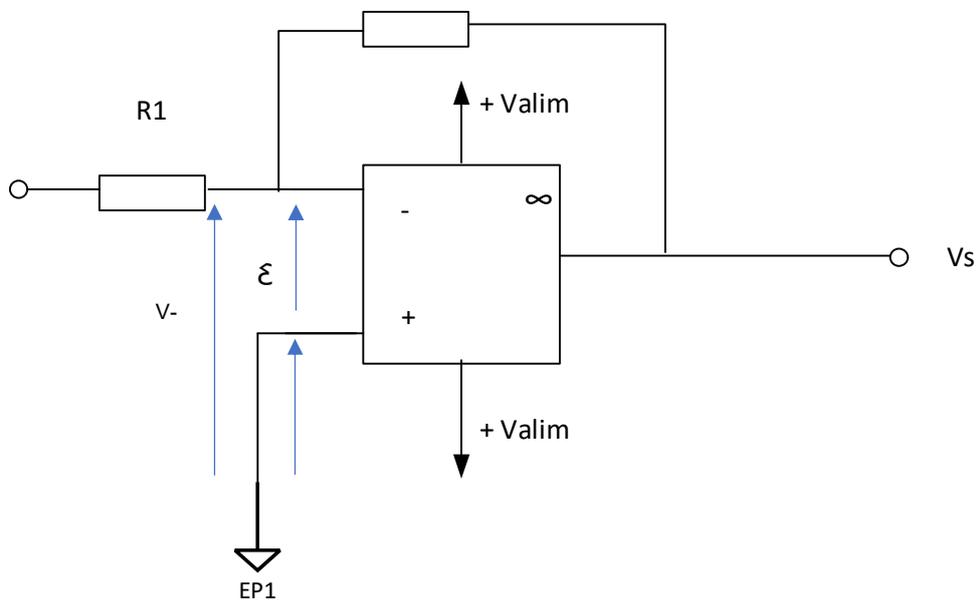
Si ces deux préalables sont observées alors :

ϵ est considéré = 0

$V_{e+} = V_{e-}$

Une démonstration mathématique de la règle d'or.

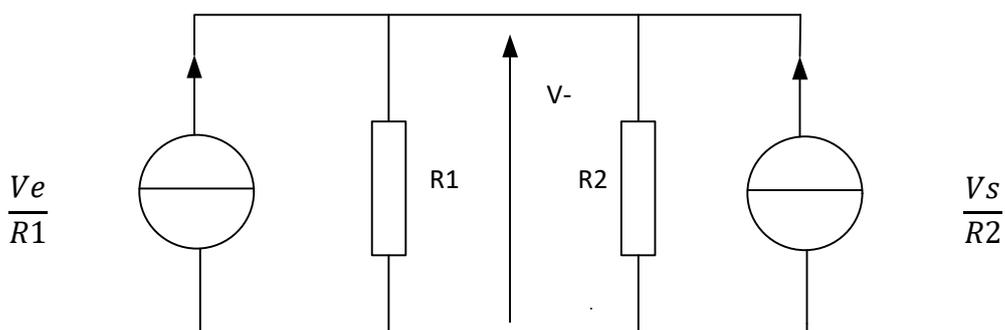
Soit le montage suivant :



$E_{p1} = 0 \text{ V} = \text{masse}$

$\epsilon = 0 = V_{+}$

V_{-} - peut se calculer en utilisant le théorème de Norton.



$$V_- = \left(\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} \right) \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_- = \left(\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} \right) \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} = \frac{(V_e \cdot R_2 + V_s \cdot R_1)}{R_1 \cdot R_2} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_- = \frac{(V_e \cdot R_2 + V_s \cdot R_1)}{(R_1 + R_2)}$$

$$V_+ = 0$$

$$\varepsilon = (V_+) - (V_-)$$

$$V_s = \varepsilon \cdot A V_0$$

$A V_0$ = amplification en boucle ouverte

$$V_s = \left(0 - \frac{(V_e \cdot R_2 + V_s \cdot R_1)}{(R_1 + R_2)} \right) \cdot A V_0$$

Il faut transférer V_s d'un côté de l'égalité.

$$V_s + \frac{V_s \cdot R_1 \cdot A v_0}{(R_1 + R_2)} = - \left(\frac{V_e \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \right) \cdot A v_0$$

$$V_s \cdot \left(1 + \frac{R_1 \cdot A v_0}{(R_1 + R_2)} \right) = - \left(\frac{V_e \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \right) \cdot A v_0$$

$$V_s \cdot \left(\frac{(R_1 + R_2) + R_1 \cdot A v_0}{(R_1 + R_2)} \right) = - \left(\frac{V_e \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \right) \cdot A v_0$$

$$V_s \cdot ((R_1 + R_2) + R_1 A v_0) \cdot V_e \cdot R_2 \cdot A v_0 \quad \text{Il faut mettre en facteur } A v_0$$

$$V_s \cdot A v_0 \cdot \left(\frac{(R_1 + R_2)}{A v_0} + R_1 \right) = - V_e \cdot R_2 \cdot A v_0$$

$$\text{Comme } A v_0 \text{ est immensément grand} = \frac{(R_1 + R_2)}{A v_0} \approx 0 \text{ alors.}$$

$$V_s \cdot A v_0 \cdot R_1 = - V_e \cdot R_2 \cdot A v_0$$

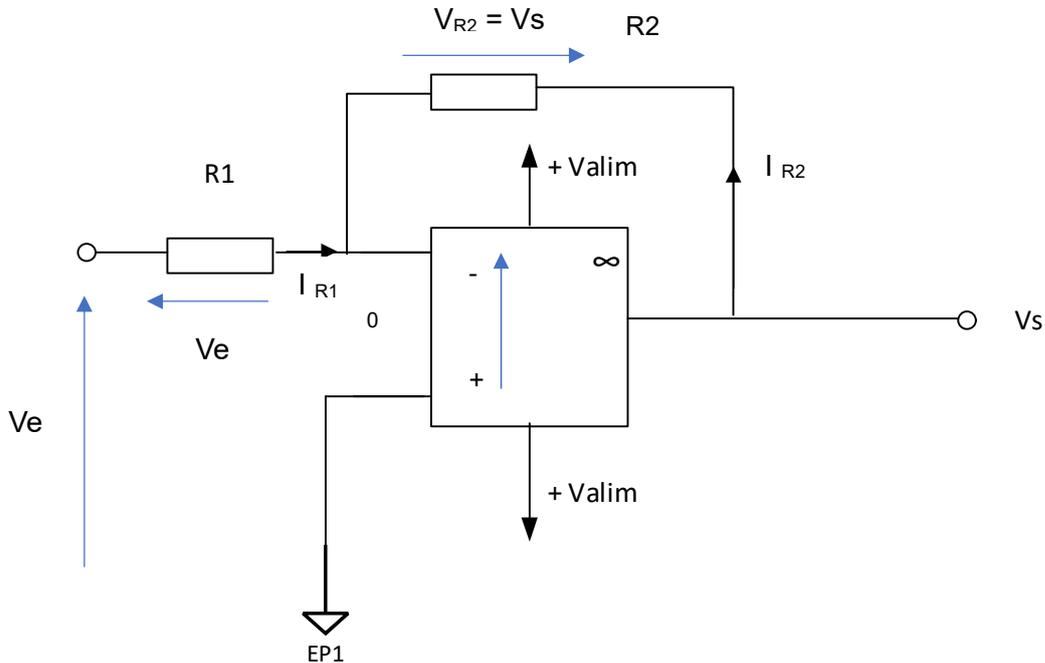
Ce qui donne en final :

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Ouf !!!!!!! Enfin ! En se trompant deux ou trois fois !!

Voyons avec la règle d'or

Soit le montage suivant :



ε est considéré = 0

$V_{e+} = V_{e-} = E_{p1} = 0 =$ masse virtuelle.

$$I_{R1} = - I_{R2}$$

$$I_{R1} = \frac{V_e}{R1}$$

Du fait de la présence de la masse virtuelle, V_e se retrouve aux bornes de

R1.

V-

$$I_{R2} = - \frac{V_s}{R2}$$

Du fait de la présence de la masse virtuelle, V_s se retrouve aux bornes de R2.

I_{R2} est négative car V_s génère dans R2 une intensité qui va à l'encontre de I_{R1}

Du fait que $Z_{entrée\ des\ Amplis} \approx \infty$, les intensités ne circuleront que dans R1 et R2. Il n'y aura rien dans les entrées de l'amplificateur.

$$\frac{V_e}{R1} = - \frac{V_s}{R2}$$

Ce qui amène à la solution.

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{R2}{R1}$$

Si $R2 > R1$, nous aurons affaire à un amplificateur inverseur. C'est-à-dire que si V_e est > 0 alors V_e sera négative et amplifié du rapport $R2 / R1$.

La règle d'or permet un calcul plus simple et surtout plus rapide.

Conclusion sur l'usage de l'Amplificateur opérationnel.

En mode analogique, l'amplificateur opérationnel ne peut pas être utilisé directement par les entrées e+ et e-. Compte tenu de l'amplification en tension observée, la sortie serait très rapidement en saturation.

L'amplificateur opérationnel en mode analogique doit donc être utilisé avec une contre réaction. C'est-à-dire une liaison de la sortie sur une des entrées.

Rappel sur la contre réaction : une contre réaction sera efficace si lorsque la sortie voit son amplitude augmenter, le « \mathcal{E} » *va diminuer*.

La tension de sortie ne pourra jamais être supérieure à moins V alimentation, même si le résultat de l'opération $V_s = \mathcal{E} \cdot Av = (V_{e+} - V_{e-}) \cdot Av$ est supérieur à plus ou - V alimentation

La règle d'or peut s'appliquer avec $\mathcal{E} = 0$ et $V_{e+} = V_{e-}$

En mode logique :

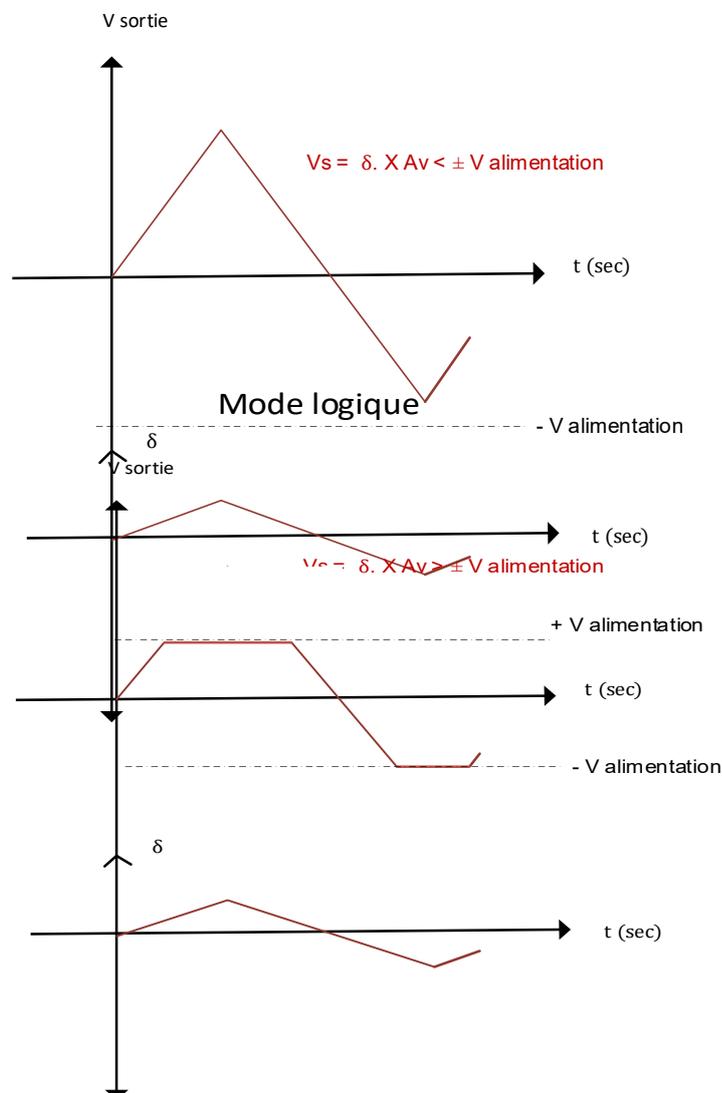
Ce sera lorsque « \mathcal{E} » *va augmenter ou diminuer fortement*.

Ce qui amène à $\mathcal{E} \times Av > +V$ Alimentation ou, a contrario devenir $< -V$ alimentation

La règle d'or ne peut pas s'appliquer dans ce cas.

Exemples :

Mode analogique



Montages analogiques avec des amplificateurs opérationnels

Objectifs :

Rechercher et découvrir des montages à AOP en fonction du traitement désiré

Connaître la fonction de transfert $\frac{V_s}{V_e}$

Appliquer la règle d'or.

Montage suiveur ou adaptateur d'impédance.

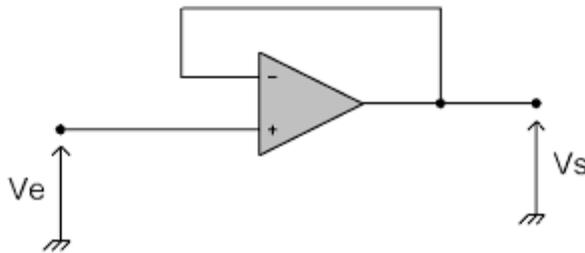
Fonction :

Permettre la lecture sans atténuation des informations tension, issues d'une source à forte impédance.

Le montage traite toutes formes de tension, continu, alternatif.

Ce montage est le plus simple.

Montage



$$V_s = V_e$$

$$\frac{V_s}{V_e} = 1$$

C'est-à-dire que la sortie va recopier intégralement ce qui est lu en entrée.

La seule limite sera la tension de saturation de l'AOP.

Avec $\|V_{\text{saturation}}\| = \|V_{\text{alim}}\|$

$V_s = V_e$ si $\|V_e\| < \|V_{\text{saturation}}\|$

Explication :

Par la règle d'or :

Montage contre réactionné.

$$e^+ = e^-$$

$$e^+ = V_e$$

$$e^- = V_s$$



Donc :

$$V_s = V_e$$

Impédances :

$$Z_e \approx \infty$$

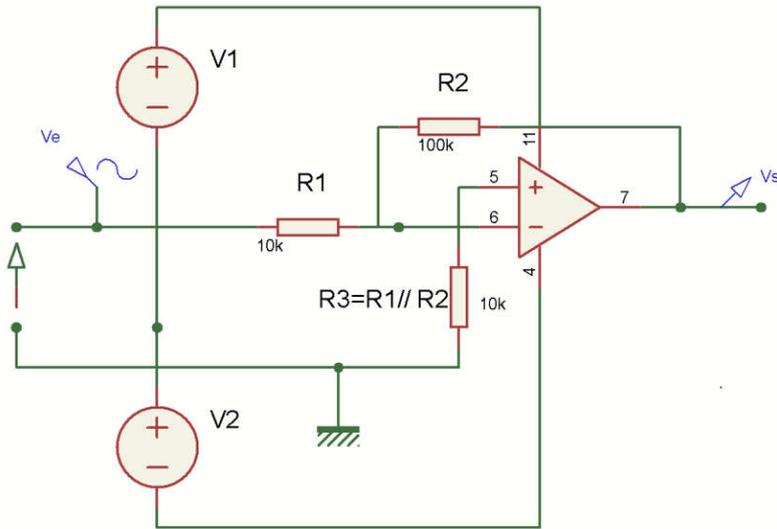
$$Z_s \approx 0$$

Amplificateur inverseur.

Fonction :

Amplifier et inverser la polarité d'une tension imposée à une seule entrée.

Schéma de montage.



$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$$

(Il est possible que $\frac{R_2}{R_1} < 1$)

Impédances :

$$Z_e \approx R_1$$

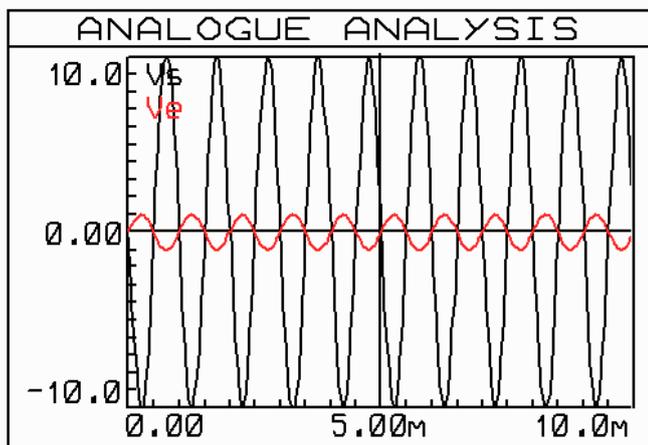
$$Z_s \approx 0$$

Caractéristiques :

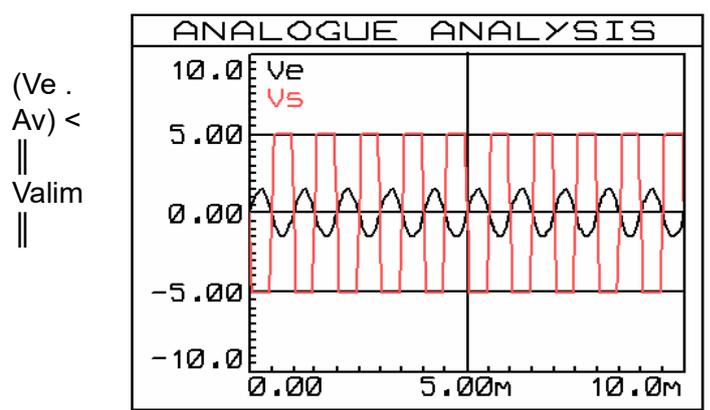
L'amplificateur non inverseur **peut travailler dans une gamme de fréquence allant du courant continu à des fréquences dépassant le MHz.**

Ce montage peut générer des **décalages dû aux courant d'Offset**. (D'où la présence de $R_3 = R_1 // R_2$. (Il est possible de se dispenser de sa présence si ces courant d'offset ne dérangent pas.

Il peut aussi y avoir **des phénomènes de saturation** si $(V_e \cdot A_v) > || V_{lim} ||$



(Sans saturation)



$(V_e \cdot A_v) < || V_{lim} ||$

$(V_e \cdot A_v) > || V_{lim} ||$

(Avec saturation)

On peut constater l'opposition de phase dans les deux cas.

Vérification de l'expression de Av par la règle d'or.

$e+ = 0$ Car $R_3 \ll Z_{e+}$

$e- = 0$ C'est une masse virtuelle.

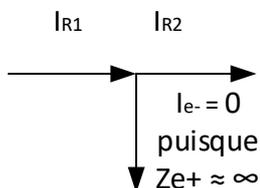
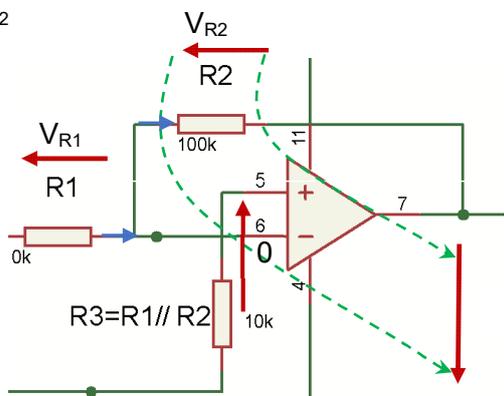
Si $e- = 0$, alors $V_{R1} = R_1 \cdot I_{R1} = V_e$

Si $e+ = 0$, alors $V_{R2} = V_s$

$I_{R1} = I_{R2} + I_{e-} = I_{R2}$ puisque $Z_{e-} = Z_{e+} = \infty$

Ce qui implique que **V_{R2} verra son potentiel positif à la masse** et V_s sera **< 0** par rapport à V_e .

$V_s = -V_{R2}$



$V_e = R_1 \cdot I_{R1}$ d'où $I_{R1} = \frac{V_e}{R_1}$

$V_s = - (R_2 \cdot I_{R2}) = - (R_2 \cdot I_{R1})$

Ce qui entraîne que :

$V_s = - (R_2 \cdot \frac{V_e}{R_1})$

Et enfin.

$$Av = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Impédances :

$Z_e \approx R_1$

$Z_s \approx 0$

Justification de la présence de R3.

Il existe une présence possible de courants d'offset sur e+ et e-. Généralement ces courants sont \approx égaux.

L'AOP va effectuer un calcul de e+ et e- donc si V_e est = 0, la résistance R_3 va produire un décalage de tension analogue à celui provoqué par $R_2 // R_1$

$V_{\text{offset (+)}} = V_{\text{offset (-)}}$

$R_3 \cdot I_{\text{offset}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot I_{\text{offset}}$ D'où $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}$

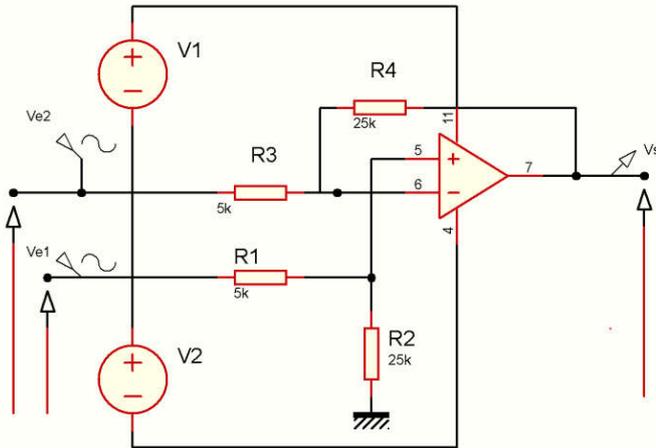
CQFD

Amplificateur soustracteur ou différentiel.

Fonction :

Amplifier une différence de deux sources de tension, chacune présentes sur deux entrées distinctes.

Schéma de montage.



Caractéristiques :

L'amplificateur soustracteur peut travailler

$$Av = \frac{Vs}{Ve} = \frac{R2}{R1}$$

(Il est possible que $\frac{R2}{R1} < 1$)

Avec $R1 = R3$ et $R2 = R4$

Impédances des entrées :

$$Ze1 = R1 + R2$$

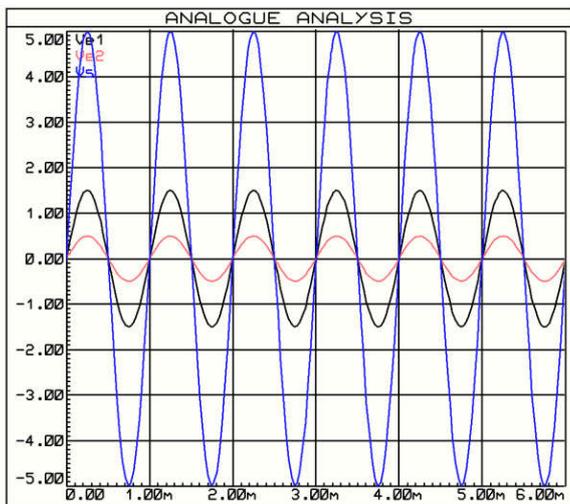
$$Ze2 = R3$$

dans une gamme de fréquence allant du courant continu à des fréquences dépassant le MHz.

Ce montage peut générer des **décalages dû aux courant d'Offset** qui peuvent être directement compensé par la seule présence des résistors $R_{1,2,3,4}$, à la condition que $R1 = R3$ et $R2 = R4$

Il peut aussi y avoir **des phénomènes de saturation** si $(Ve \cdot Av) > || Valim ||$

Exemple de réponse



$$Av = 5 \quad (R1= 5k\Omega ; R2=25 k\Omega)$$

$$\left. \begin{array}{l} Ve1=1,5 V \\ Ve2 = 0,5V \end{array} \right\} \begin{array}{l} Vs = \Delta ve \cdot Av \\ Vs = (1,5 - 0,5) \cdot 5 = 5 \end{array}$$

Pas de saturation car $Ve \cdot Av < || Valim ||$

Vérification de l'expression de Av par la règle d'or.

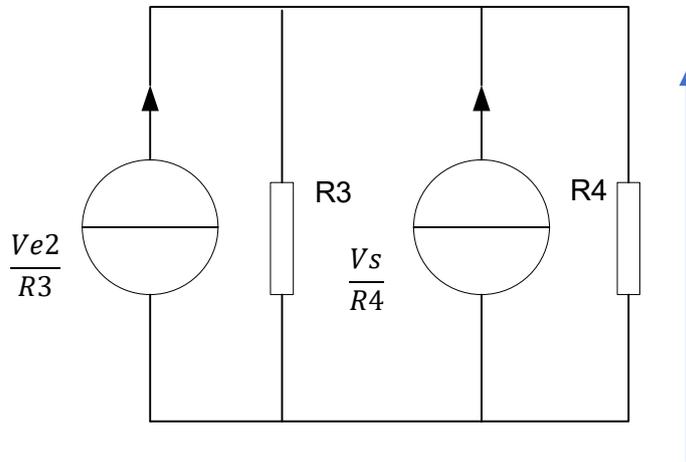
Rappel :

$$e+ = e -$$

e+ sera tel que :

$$e+ = Ve1 \cdot \frac{R2}{(R1 + R2)}$$

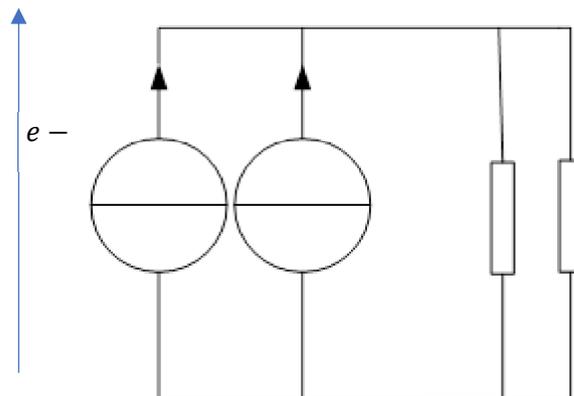
e- sera tel que :



Deux générateurs de courant
(théorème de Norton)

Avec deux résistances de charge, R3 // R4

Chaque générateur peut être regroupé, ainsi que les deux résistors.

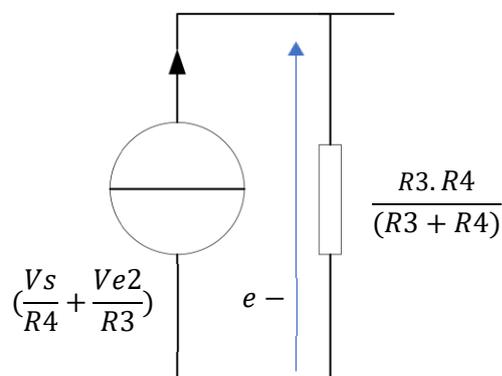


$$\left(\frac{Vs}{R4} + \frac{Ve2}{R3} \right) \quad R3//R4 = \frac{R3 \cdot R4}{(R3 + R4)}$$

Ce qui donnera un montage équivalent.

$$e- = I_{Norton} \times R_{\text{équiv}}$$

$$e- = \left(\frac{Ve2}{R3} + \frac{Vs}{R4} \right) \cdot \frac{R3 \cdot R4}{(R3 + R4)}$$



Si $e+ = e -$

Alors

$$e_+ = V_{e1} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} = e_- = \left(\frac{V_{e2}}{R_3} + \frac{V_s}{R_4} \right) \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{(R_3+R_4)}$$

Faisons $(R_1+R_2) = (R_3+R_4)$ et $R_2 = R_4$ et $R_1 = R_3$

Alors

$$V_{e1} \cdot \frac{R_2}{(R_1+R_2)} = \left(\frac{V_{e2}}{R_3} + \frac{V_s}{R_4} \right) \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{(R_3+R_4)} \quad \text{va devenir après simplification à :}$$

$$V_{e1} \cdot R_2 = \left(\frac{V_{e2}}{R_3} + \frac{V_s}{R_4} \right) \cdot R_3 \cdot R_4, \text{ puis :}$$

$$V_{e1} \cdot R_2 - V_{e2} \cdot R_4 = V_s \cdot R_3, \text{ ou, } V_{e1} \cdot R_2 - V_{e2} \cdot R_4 = V_s \cdot R_1$$

Ce qui amènera après mise en facteur de R_2 à : $R_2 (V_{e1} - V_{e2}) = V_s \cdot R_1$ et au final.

$$A_v \text{ différentiel} = \frac{V_s}{(V_{e1} - V_{e2})} = \frac{R_2}{R_1}$$

C'est ce qui est surtout utilisé, par contre de par le choix des résistors il sera possible d'avoir une amplification du style $A_v = \frac{V_s}{(K_1 \cdot V_{e1} - K_2 \cdot V_{e2})}$ ou K_1 et K_2 seront choisis, et où les quatre résistors $R_1, 2, 3, 4$ seront calculés (après de longs calculs...)

Pour les courants d'offset.

Si les quatre résistors sont tel que $R_2 = R_4$ et $R_1 = R_3$, alors les courants d'offset devraient s'équilibrer. Dans ce cas les variations dues aux offsets s'annulent !

En effet, pour chacune des entrées, et si seulement si, V_{e1} et V_{e2} sont toutes les deux égales à 0, alors, chacune des entrées verra la même valeur de résistance équivalente en parallèle, à savoir $R_1 // R_2$ et $R_3 // R_4$.

$$\varepsilon = e_+ - e_- = (R_1 // R_2) \cdot I_{\text{offset}(e_+)} - (R_3 // R_4) \cdot I_{\text{offset}(e_-)} = 0$$

CQFD