

Chapitre 4: L'amplificateur opérationnel

4.4 - L'ampli-op réel

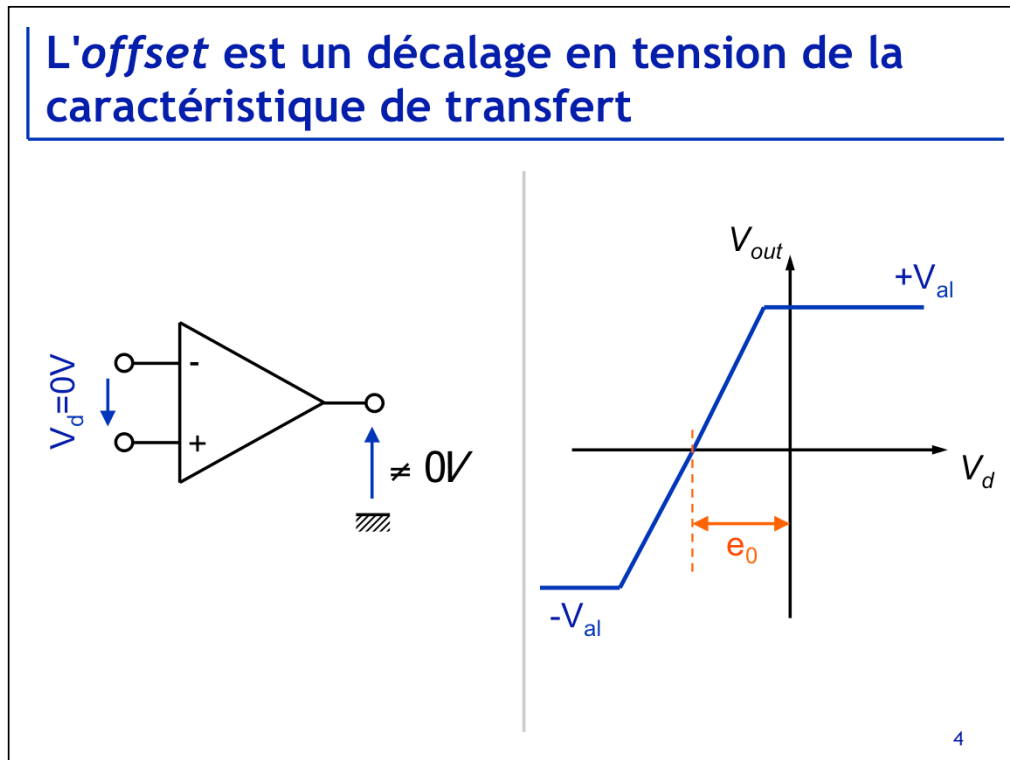
1

Chapitre 4: L'amplificateur opérationnel

4.4.1 - Imperfections statiques

3

Le comportement d'un composant peut varier en fonction de la fréquence.
Le terme "statique" qualifie un ensemble de propriétés (dans ce chapitre: certaines imperfections de l'ampli-op) qui se manifestent dès les fréquences les plus basses, et notamment en continu.



La première imperfection statique est appelée "offset", ce qui peut se traduire par "décalage". De manière générale, le terme "offset" désigne en électronique une tension continue (plus rarement un courant) qui vient s'ajouter au signal auquel on s'intéresse.

Dans le cas de l'ampli-op, l'offset se traduit par un **décalage horizontal de la caractéristique de transfert**: la caractéristique de transfert ne passe plus par l'origine. En conséquence, lorsqu'on applique une ddp nulle à l'entrée de l'ampli-op, sa tension de sortie n'est plus nulle.

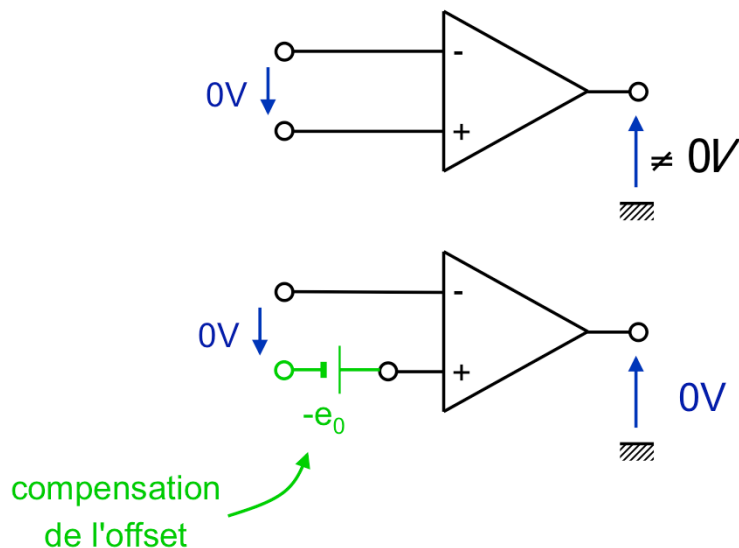
L'offset est généralement donné sous la forme d'une valeur e_0 appelée "tension d'offset" et relative à la tension d'entrée de l'ampli-op: e_0 est la mesure, sur l'axe horizontal, de la distance entre l'origine des axes et la caractéristique.

Tout se passe comme si une tension e_0 s'ajoutait, dans l'ampli-op, à la tension d'entrée différentielle V_d (voir aussi slide 7: si e_0 est positif, la caractéristique se décale donc bien vers la gauche)

La tension d'offset doit évidemment être aussi faible que possible. Dans certains cas, elle est néanmoins suffisamment élevée (de l'ordre du mV) pour que l'ampli-op sature lorsqu'on lui applique une tension d'entrée différentielle nulle (c'est notamment le cas sur la caractéristique dessinée ci-dessus où pour une tension d'entrée $V_d=0$, la tension de sortie vaut $+V_{al}$)

L'existence d'un offset est un des éléments qui justifie le fait qu'on n'utilise jamais un ampli-op "tel quel" (= sans rétroaction) pour amplifier un signal: même si le signal d'entrée est en lui-même suffisamment faible pour éviter que l'ampli-op sature, une tension d'offset va se superposer à ce signal d'entrée et éventuellement faire saturer l'ampli-op.

L'offset peut être compensé par une source de tension externe

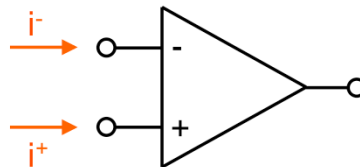


5

L'offset peut être compensé en ajoutant à la tension différentielle d'entrée une tension correctrice via une source de tension ajustable (de manière à appliquer à l'entrée de l'ampli-op une tension égale et opposée à l'offset e_0).

Cette technique a néanmoins ses limites car e_0 varie souvent avec la température ainsi qu'avec le vieillissement de l'ampli-op, ce qui complique sa compensation. On est alors obligé de réajuster régulièrement la tension correctrice (par exemple via une procédure de calibration automatique).

Les courants d'entrée traduisent la consommation de courant à entrée nulle



$$i_{bias} = \frac{i^+ + i^-}{2}$$

$$i_{offset} = i^+ - i^-$$

6

Une seconde imperfection souvent rencontrée en pratique (spécifiquement dans les ampli-ops fabriqués à base de transistors bipolaires) est le fait que les entrées de l'ampli-op absorbent (ou délivrent) chacune un léger courant. Les deux entrées ne consommant pas forcément exactement le même courant, on note i^+ et i^- les courants qui se rapportent respectivement à l'entrée inverseuse et à l'entrée non-inverseuse.

Dans les notices d'utilisation, ces deux courants sont souvent exprimés sous la forme :

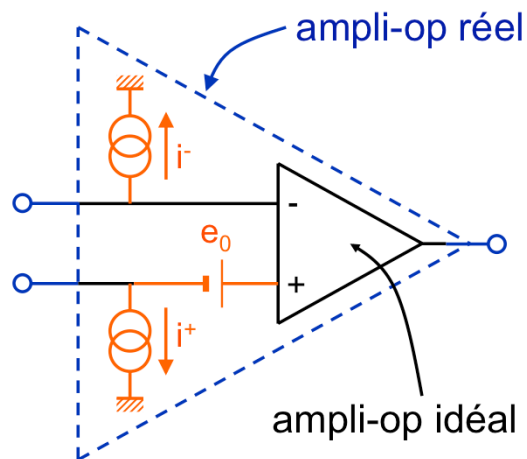
- d'un courant de polarisation (en anglais: "bias current" i_{bias}) qui vaut la *moyenne* des courants d'entrée
- et d'un courant de décalage (en anglais: "offset current" i_{offset}) qui vaut la *différence* des courants d'entrée

Ces courants sont très faibles (quelques dizaines à quelques centaines de nA pour i_{bias} et i_{offset}). Ils dépendent des tensions présentes aux entrées de l'ampli-op ainsi que de la température.

N.B.:

- 1) Les courants d'entrée ne sont pas équivalents à la notion d'impédance d'entrée. L'impédance d'entrée traduit la variation du courant consommé en fonction de la tension appliquée. Les courants d'entrée traduisent le fait que l'ampli-op consomme un courant supplémentaire, même en l'absence de tension appliquée (par exemple lorsqu'on connecte les entrées à la masse).
- 2) Physiquement, les courants d'entrée viennent du fait que l'ampli-op contient des transistors bipolaires dont les bases consomment un certain courant. Dans les ampli-ops à transistors FET, les courants d'entrée sont beaucoup moins importants.

Pour modéliser ces imperfections, on complique le schéma équivalent



7

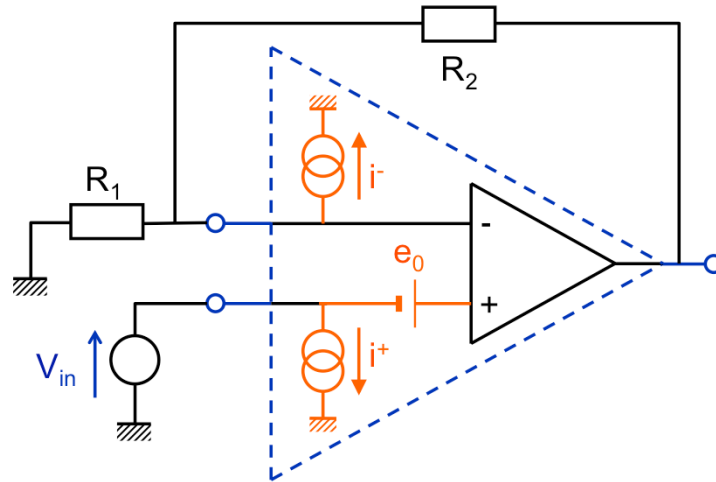
Quel est l'impact des imperfections précédentes sur les montages que nous avons déjà étudiés (montage inverseur et montage non-inverseur)?

Pour tenir compte des imperfections dans un montage à ampli-op, il faut les faire "entrer" dans le schéma. Le principe général à utiliser pour modéliser une imperfection consiste à ajouter à un ampli-op idéal des composants supplémentaires qui représentent ces imperfections. L'ensemble du schéma obtenu représente alors le composant réel, imperfections comprises.

Le schéma ci-dessus suit ce principe. Il contient:

- un ampli-op idéal
- une source de tension de valeur e_0 représentant l'offset
- deux sources de courant de valeurs i^+ et i^- représentant les courants d'entrée

Pour connaître l'impact sur le montage, on peut utiliser la superposition



8

Disposant maintenant du schéma d'un ampli-op réel, nous pouvons recalculer les montages déjà étudiés en tenant compte des imperfections de l'ampli-op.

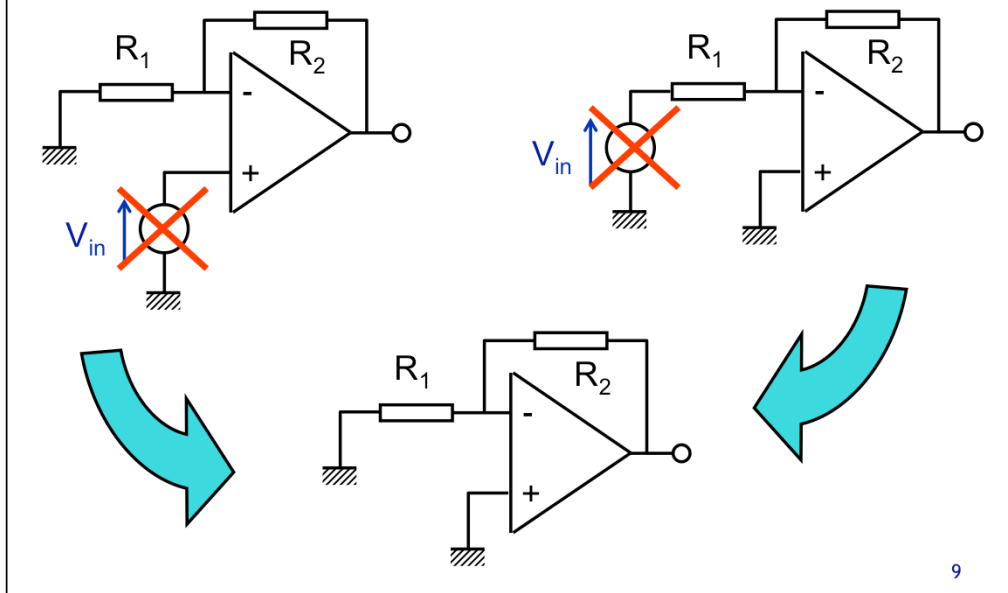
En supposant qu'on utilise l'ampli-op précédent (avec offset et courants d'entrée) dans un montage non-inverseur, on obtient le schéma ci-dessus. Sur base de celui-ci, on peut calculer les différents propriétés du montage. Dans les diapos suivantes, nous allons en particulier calculer la tension de sortie du schéma ci-dessus.

Compte tenu du fait qu'un tel schéma contient plusieurs sources (= tension d'entrée V_{in} , offset e_0 et courants d'entrée i^+ et i^-), le moyen privilégié pour le résoudre consiste à utiliser le principe de superposition. Pour rappel, le principe de superposition consiste:

- 1) à calculer séparément la contribution de chaque source comme si elle était seule dans le montage
- 2) à sommer les contributions ainsi obtenues pour obtenir le résultat final.

On se rappellera néanmoins que le principe de superposition ne s'applique que dans les circuits linéaires. C'est le cas du circuit ci-dessus pour autant que l'ampli-op ne sature pas. En appliquant le principe de superposition, on fait donc l'hypothèse que l'ampli-op ne sature pas, ce dont il faudra s'assurer en finale (après avoir sommé les différentes contributions).

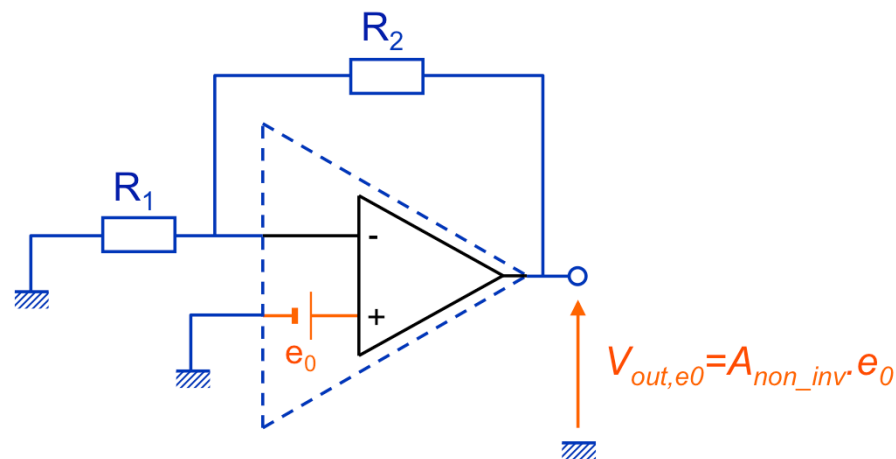
Rem: à entrée court-circuitée, les montages inverseur et non-inverseur sont identiques



Avant de résoudre le schéma du montage non-inverseur, on peut remarquer qu'on obtient le même schéma lorsqu'on annule le signal d'entrée d'un montage *inverseur* et d'un montage *non-inverseur*: **à entrée court-circuitée, les montages inverseur et non-inverseur sont identiques**

Les calculs que nous allons faire maintenant en considérant uniquement l'offset ou les courants de polarisation sont donc indifféremment valables pour les deux montages.

L'offset provoque un décalage de la tension de sortie du montage



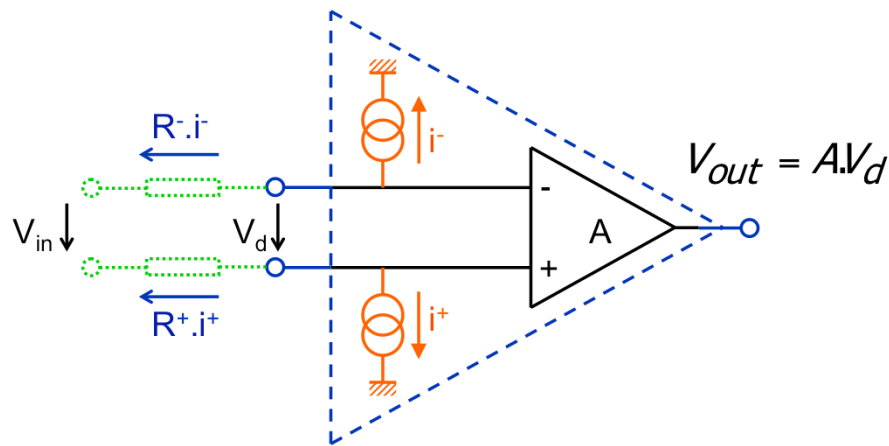
10

Calculons d'abord la tension de sortie du montage (inverseur ou non-inverseur: voir dia précédente) en présence du seul offset e_0 .

Pour cela, on considère un schéma dans lequel les sources de courant d'entrée i^+ et i^- sont omises (car remplacées par un circuit ouvert: cfr principe de superposition) et la source du signal d'entrée (V_{in}) est court-circuitée.

On peut montrer, en résolvant le schéma par une méthode au choix, que la tension de sortie de ce montage vaut la valeur de l'offset (e_0) multipliée par le gain du montage *non-inverseur*. Ce résultat est valable quel que soit le montage: inverseur ou non-inverseur!

Les courants d'entrée créent une chute de tension sur les résistances de source



$$V_d = V_{in} + (R^-i^- - R^+i^+)$$

11

Considérons maintenant les courants d'entrée. Ces courants ne sont pas gênants en eux-mêmes: si on applique une tension V_d à l'entrée de l'ampli-op, c'est bien cette tension qui sera amplifiée par celui-ci, quelles que soient les valeurs de i^+ et i^- .

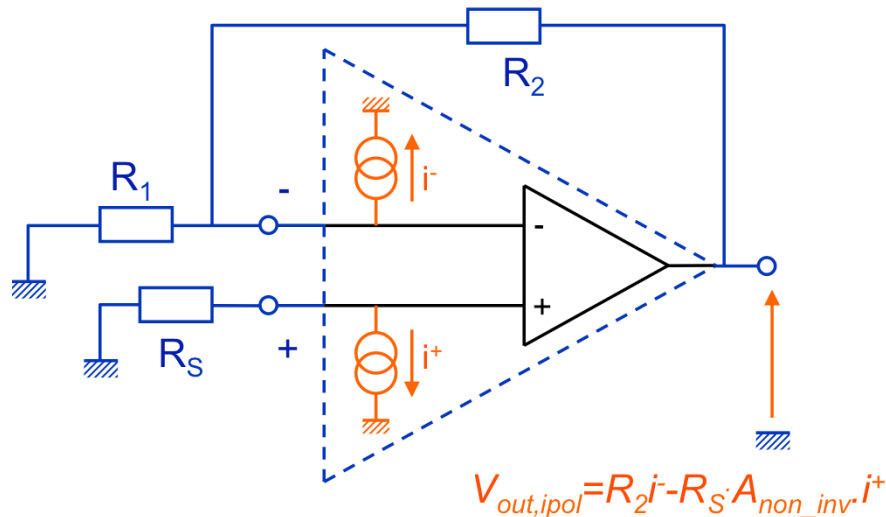
Le problème des courants d'entrée vient plutôt du fait que les courants i^+ et i^- absorbés par l'ampli-op doivent forcément circuler dans les composants extérieurs à cet ampli-op, et en particulier dans des résistances (voir exemple dans les diapos suivantes). En circulant dans ces résistances, les courants i^+ et i^- créent des *chutes de tension* qui s'ajoutent au signal d'entrée et agissent donc de ce fait comme un offset. L'effet des courants d'entrée est donc indirect et dépend des résistances connectés en entrée de l'ampli-op.

Pour illustrer ce problème, on a dessiné ci-dessus un ampli-op auquel on applique une tension d'entrée V_{in} via deux résistances R^+ et R^- . On peut voir facilement que la tension V_d (tension réellement présente à l'entrée de l'ampli-op) vaut: $V_d = V_{in} + (R^-i^-) - (R^+i^+)$.

Pour peu que les deux courants i^+ et i^- ne soient pas identiques OU que les deux résistances R^+ et R^- ne soient pas identiques, la tension d'entrée est modifiée.

Les résistances R^+ et R^- représentent en fait les résistances (réelles ou équivalentes au sens de Thévenin) vues par les entrées de l'ampli-op. On les appelle "résistances de source" puisque ce sont les résistances équivalentes des "sources" des signaux vus par les entrées de l'ampli-op. De manière générale, le terme résistance de source se réfère à la résistance équivalente située directement en amont du montage considéré.

...et causent un décalage supplémentaire de la tension de sortie



12

Calculons maintenant la tension de sortie du montage non-inverseur en présence des seuls courants d'entrée i^+ et i^- . On utilise à nouveau le principe de superposition: la source d'offset e_0 a été court-circuitée, ainsi que la source de signal V_{in} , pour ne laisser dans le montage que les deux sources de courant (considérées simultanément pour éviter de multiplier les calculs).

Nous devons d'abord préciser quelles sont les résistances présentes aux entrées de l'ampli-op (et à travers lesquelles vont circuler les courants i^+ et i^-).

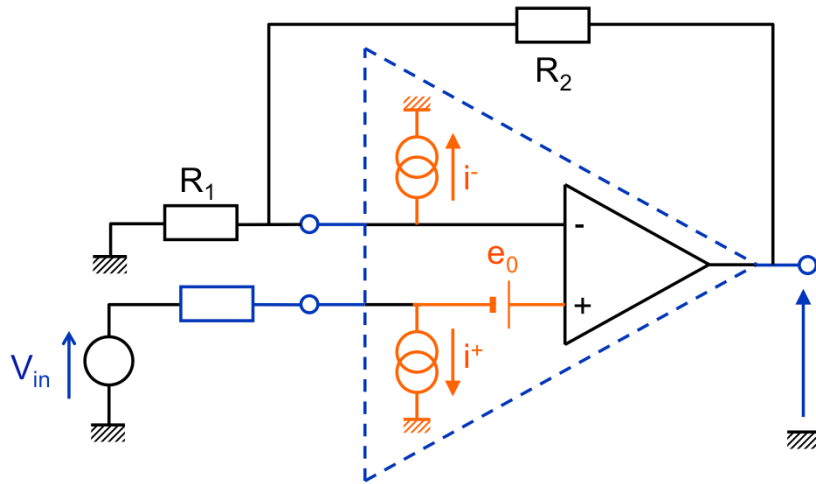
- Du côté de l'entrée inverseuse, on voit que le courant i^- peut potentiellement circuler via R_1 et/ou via R_2 . En fait il n'est pas nécessaire de calculer explicitement quelle va être la répartition entre ces deux résistances: ce calcul va faire partie de la résolution du schéma lors du calcul de la tension de sortie.

- Pour l'entrée non-inverseuse, nous avons dessiné jusqu'ici une masse. Il faut se rappeler cependant que cette masse représente en fait la source de tension d'entrée du montage, court-circuitée parce que nous sommes en train d'appliquer le principe de superposition. Or cette source de tension V_{in} possède éventuellement une résistance de sortie non nulle. C'est cette résistance de sortie (notée R_S) qui est représentée ci-dessus à l'entrée non-inverseuse.

En résolvant l'ensemble du schéma ci-dessus (*), on trouve que la tension de sortie contient deux termes dus respectivement aux courants i^+ et i^- .

(*) Notez qu'on ne peut pas considérer cette fois qu'aucun courant ne rentre dans l'ampli-op réel (puisque cet ampli-op contient précisément des sources de courant!). Cette hypothèse reste par contre valable pour l'ampli-op idéal contenu dans l'ampli-op réel.

Ces différents décalages s'additionnent et risquent de faire saturer l'étage aval



$$V_{out} = A_{non_inv} \cdot V_{in} + A_{non_inv} \cdot e_0 + R_2 i^- - R_S A_{non_inv} i^+$$

Ayant résolu le montage individuellement pour chacune des sources (= tension d'entrée V_{in} , offset e_0 et courants d'entrée i^+ et i^-), nous pouvons maintenant passer à la seconde étape de la résolution par superposition: sommer les différentes contributions pour obtenir le résultat final.

L'encadré au bas de la dia donne l'expression de la tension de sortie du montage non-inverseur en présence d'un décalage e_0 et de courants d'entrée i^+ et i^- . On peut voir que cette expression est simplement l'addition:

- de la tension de sortie qui avait été calculée précédemment pour le montage non-inverseur idéal

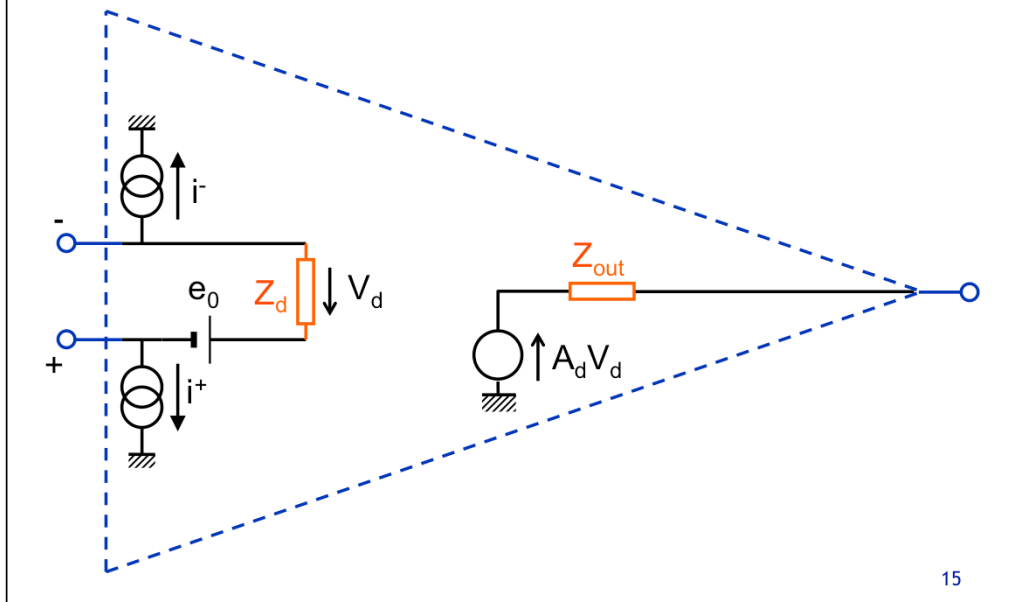
($= A_{non_inv} \cdot V_{in}$) [*]

- de la tension de sortie due au seul offset e_0
- de la tension de sortie due aux courants i^+ et i^-

On se rappellera que ce résultat n'est valable que si l'ampli-op ne sature pas, c'est-à-dire que le résultat V_{out} donné ci-dessus est compris entre $+V_{al}$ et $-V_{al}$.

[*] Attention aux généralisations abusives: si on fait le même calcul pour un montage inverseur, le gain présent dans le premier terme sera celui du montage inverseur (A_{inv}) mais le gain dans les termes suivants reste celui du montage non-inverseur (A_{non_inv}) puisque l'impact des imperfections e_0 , i^+ et i^- sur la tension de sortie a été calculé indifféremment pour les deux montages!

Imperfections statiques: on peut aller plus loin (1)



15

En plus de l'offset et des courants d'entrée, il existe d'autres imperfections statiques.

L'impédance d'entrée finie et l'impédance de sortie non nulle, que nous avons déjà discutées auparavant, entrent en fait dans cette classe d'imperfections. Le schéma ci-dessus les intègre sous la forme des impédances Z_d et Z_{out} .

On retiendra que:

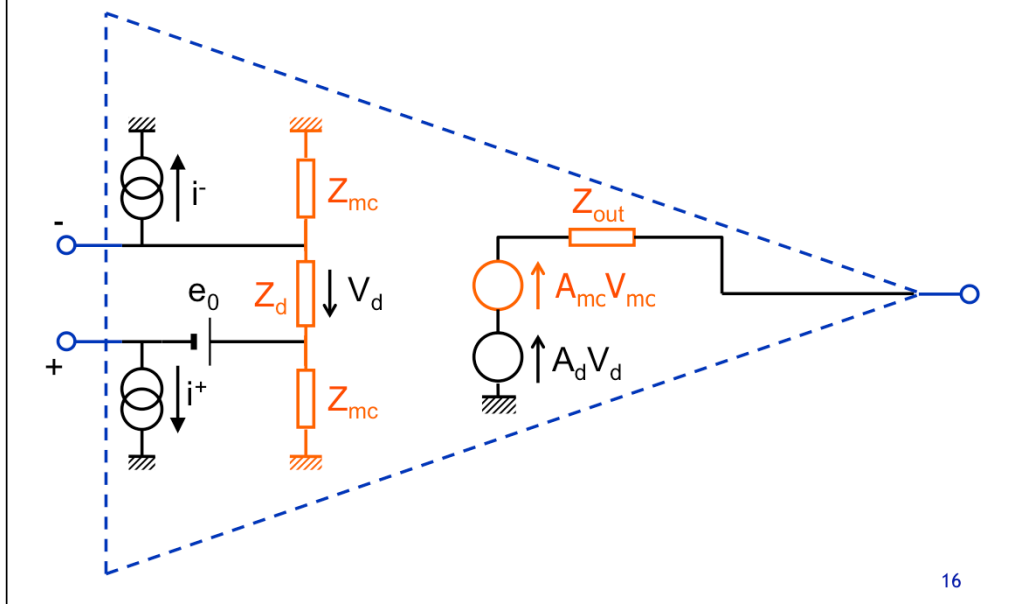
- Z_d = quelques centaines de $k\Omega$ à quelques $M\Omega$
- Z_{out} = 100Ω environ

De manière à être plus explicite, l'ampli-op *idéal* des schémas précédents a été remplacé ici par la source de tension commandée de valeur $A_d V_d$:

- le gain A_d est le gain différentiel de l'ampli-op, valant 30000 à 100000;
- la tension V_d est la tension réellement amplifiée par l'ampli-op, supposée ici être la tension V_d sur la résistance d'entrée Z_d .

La saturation est également à ranger dans la catégorie des imperfections statiques. Elle est néanmoins difficile à représenter dans un schéma.

Imperfections statiques: on peut aller plus loin (2)



D'autres imperfections peuvent encore être prises en compte et intégrés au schéma équivalent de l'ampli-op réel. Par rapport au schéma précédent, le schéma ci-dessus montre l'influence de la tension de mode commun.

Pour rappel, en présence de signaux différentiels v^+ et v^- (comme c'est le cas à l'entrée d'un ampli-op), on définit:

- la tension différentielle v_d comme étant la *différence* de ces deux signaux
- la tension de mode commun v_{mc} comme étant la *moyenne* de ces deux signaux

Tout ampli-op voit donc en fait à son entrée:

- une tension différentielle (qu'il est supposé amplifier)
- mais aussi une tension de mode commun qui est la moyenne des signaux qu'on lui applique.

Idealement cette tension de mode commun devrait être sans influence: c'est pourquoi nous l'avons négligée jusqu'ici. En réalité, les différentes propriétés de l'ampli-op (et donc du montage) en dépendent. Dans le schéma ci-dessus, nous avons intégré deux imperfections supplémentaires rencontrées en pratique:

1) La tension de sortie dépend de la tension de mode commun

Dans le schéma, la tension de sortie de l'ampli-op est la somme d'une tension différentielle ($A_d V_d$) et d'une tension de mode commun ($A_{mc} V_{mc}$). Le rapport A_d/A_{mc} de ces deux gains, qui est une mesure de la qualité de l'ampli-op de ce point de vue, est appelé le "taux de réjection en mode commun" ("common mode rejection ratio" ou CMRR). Il doit être le plus grand possible. Il vaut typiquement 1000 à 100000, c'est-à-dire 60dB à 100dB.

2) Il existe aussi une impédance d'entrée en mode commun

L'impédance d'entrée *différentielle* de l'ampli-op (celle que nous avons toujours considéré jusqu'ici) traduit le fait que le courant consommé par l'ampli-op augmente lorsque la tension différentielle qu'on lui applique augmente.

De la même manière, il existe aussi une impédance d'entrée *de mode commun* (représentée par les impédances Z_{mc} ci-dessus) qui traduit le fait que le courant consommé par l'ampli-op dépend aussi de la tension de mode commun qu'on lui applique. Cette impédance, dont l'effet peut souvent être négligé, est de l'ordre de 100M Ω .

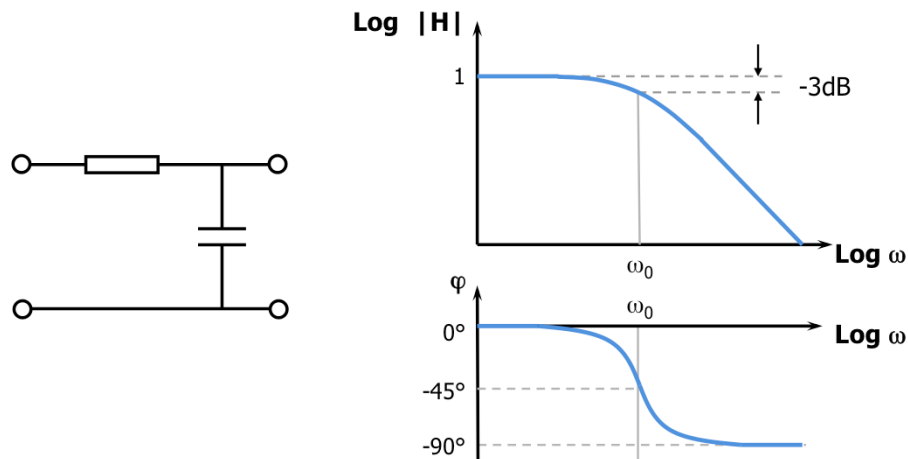
Chapitre 4: L'amplificateur opérationnel

4.4.2 - Comportement fréquentiel

18

Après avoir examiné les imperfections statiques de l'ampli-op, nous étudions ici son comportement fréquentiel, en d'autres termes la variation de ses principales propriétés en fonction de la fréquence du signal appliqué.

Rappel: fonction de transfert d'un RC passe-bas (circuit à 1 pôle)



19

Le comportement fréquentiel d'un quadripôle s'exprime classiquement via sa fonction de transfert $H(j\omega)$, qui peut elle-même être représentée sous forme de deux courbes de Bode donnant respectivement le module et la phase de $H(j\omega)$.

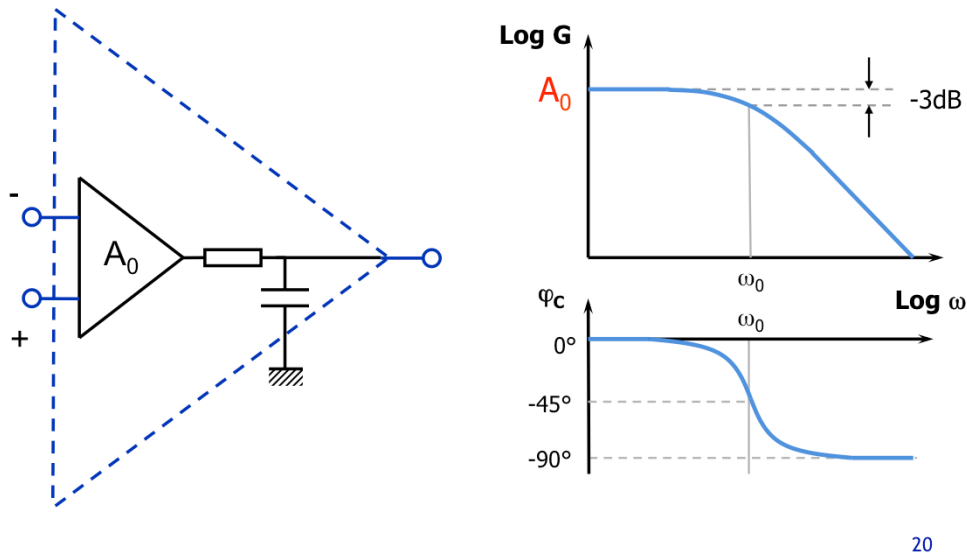
Pour rappel, la fonction de transfert d'un filtre RC passe-bas vaut $H(j\omega) = 1/(1+j\omega RC)$.

Il en découle que (voir courbes ci-dessus):

- Le module de $H(j\omega)$ possède une asymptote horizontale (de valeur 1) en basse fréquence et une asymptote oblique (de pente -20dB/décade) en haute fréquence, la limite entre ces deux zones étant définie comme la pulsation de coupure ω_0 (= affaiblissement de 3dB par rapport à l'asymptote horizontale)
- La phase $H(j\omega)$ vaut 0° en basse fréquence et chute de 90dB autour de la pulsation de coupure

Par ailleurs, en termes d'analyse fréquentielle on se souviendra que chaque facteur de la forme " $1+j\omega/p_0$ " (où p_0 est un réel positif ou nul) dans le *dénominateur* d'une fonction de transfert constitue un "pôle". Le circuit RC passe-bas ci-dessus est donc un circuit à un seul pôle.

En première approximation, l'ampli-op est un circuit à un pôle



Du point de vue statique, nous avons déjà vu qu'un ampli-op réel comporte une impédance de sortie non nulle. Nous ajoutons ici le fait qu'un ampli-op réel comporte aussi inévitablement des capacités parasites, qu'on peut modéliser sous la forme d'une capacité à la sortie de l'ampli-op.

On obtient donc le schéma ci-dessus constitué:

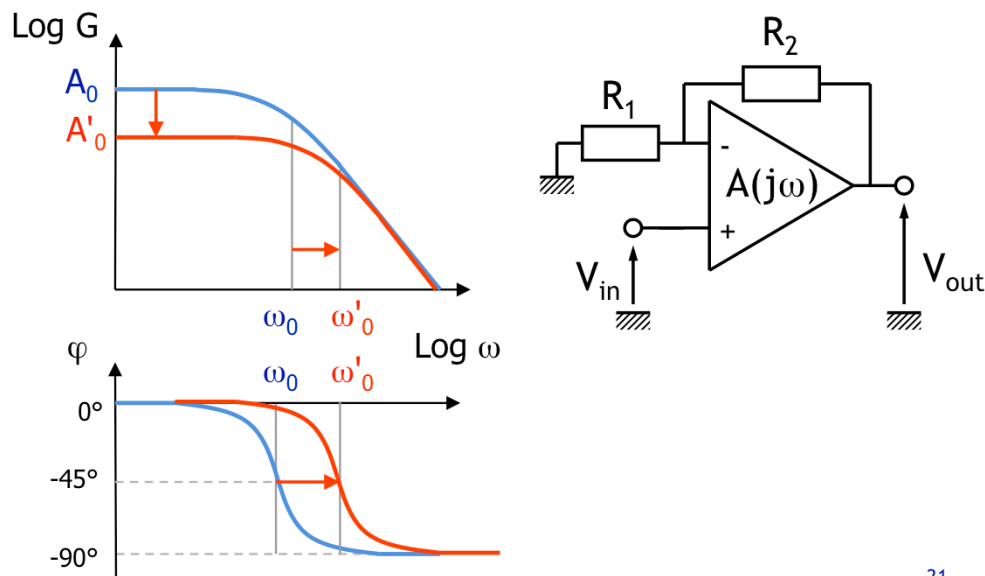
- d'un gain A_0 représentant le gain d'un ampli-op idéal (valable à toutes les fréquences)
- d'une résistance de sortie
- et d'une capacité parasite entre la sortie et la masse

Ce circuit, qui convient bien pour décrire en première approximation le comportement fréquentiel d'un ampli-op réel, peut être vu comme un circuit RC passe-bas précédé d'un gain A_0 . Il s'agit d'un circuit à un pôle.

En conséquence (et puisque la seule différence entre ce circuit et un RC est le gain A_0), la fonction de transfert d'un ampli-op à un pôle est celle d'un RC passe-bas multipliée par la valeur réelle A_0 . La seule différence avec la fonction de transfert d'un filtre RC est la valeur de l'asymptote horizontale du module, qui vaut ici A_0 au lieu de 1.

Il en découle la conséquence importante que l'ampli-op agit comme un filtre passe-bas, c'est-à-dire qu'il n'amplifie les signaux soumis à son entrée que dans une bande passante limitée: au-delà d'une certaine fréquence, le gain chute et l'ampli-op ne remplit plus sa fonction d'amplification.

Une rétroaction B augmente la bande passante d'un facteur $(1-A_0.B)$



21

Puisque l'ampli-op est quasiment toujours utilisé avec une rétroaction, voyons quel est l'effet d'une telle rétroaction sur la fonction de transfert précédente. Nous nous restreignons à l'exemple du montage non-inverseur.

Pour calculer la fonction de transfert de ce montage, nous pouvons appliquer les formules générales de la rétroaction avec les hypothèses suivantes:

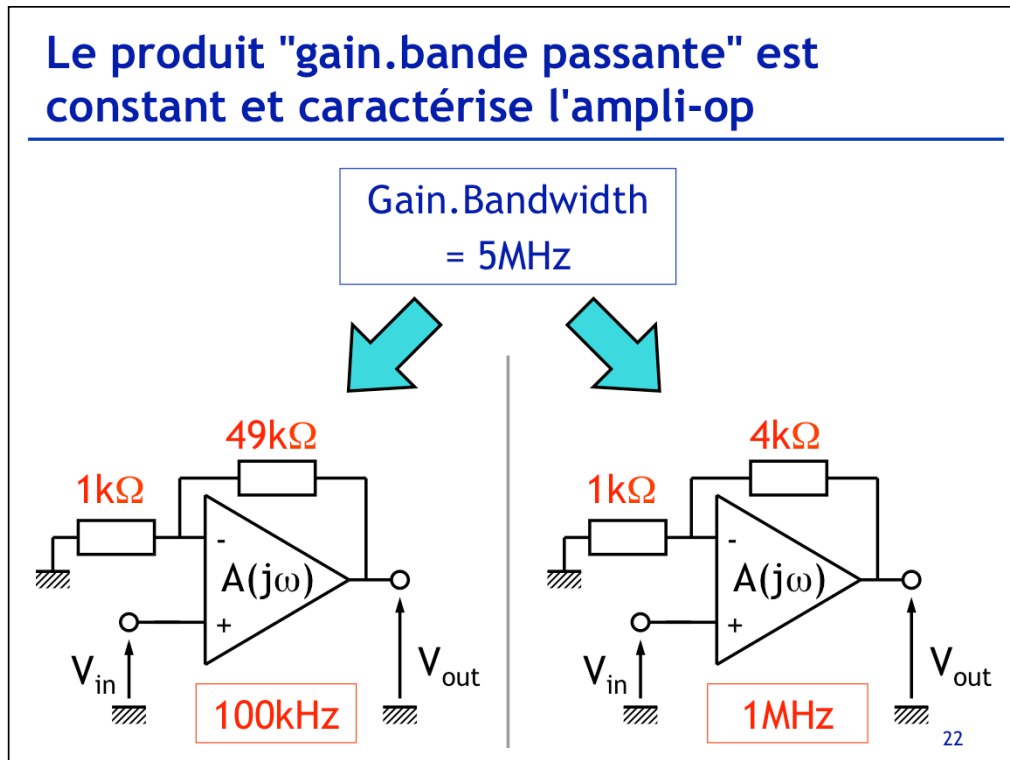
- Le bloc "A" est constitué de l'ampli-op de gain A_0 à un pôle. Cet ampli-op possède la fonction de transfert $A(j\omega) = A_0 / (1 + j\omega RC)$
- Le bloc "B" est constitué de la rétroaction déjà étudiée précédemment: $B(j\omega) = -R_1 / (R_1 + R_2)$. Cette fonction de transfert se réduit donc à une simple constante réelle négative.

Or on sait qu'un bloc "A" de fonction de transfert en boucle ouverte $A(j\omega)$ auquel on applique une rétroaction "B" de fonction de transfert $B(j\omega)$ voit ses propriétés modifiées: en boucle fermée (c'est-à-dire avec la rétroaction), sa fonction de transfert devient: $A_R(j\omega) = A(j\omega) / [1 - A(j\omega).B(j\omega)]$

On montre facilement que sous les hypothèses ci-dessus qui correspondent en première approximation au montage non-inverseur:

- Le gain est divisé par un facteur $(1 - A_0 B)$, ce que nous avons déjà observé en dehors de toute analyse fréquentielle
- La pulsation de coupure (et donc aussi la bande passante) est multipliée par le même facteur $(1 - A_0 B)$

Ces modifications sont représentées sur les courbes de Bode ci-dessus (les valeurs en boucle ouverte sont A_0 et ω_0 ; les valeurs en boucle fermée sont A'_0 et ω'_0).



La dia précédente vient de montrer qu'une rétroaction réduit le gain du montage mais augmente sa bande passante.

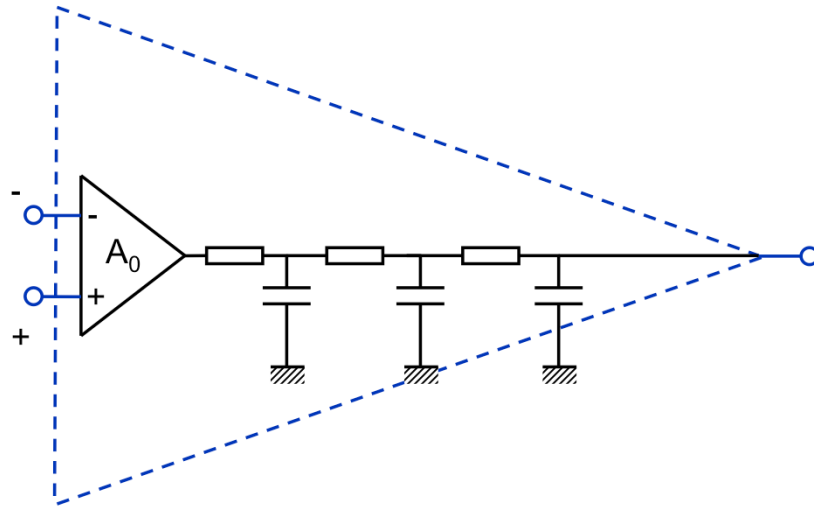
Comme c'est le même facteur $(1-A_0B)$, typique du phénomène de rétroaction, qui intervient dans les deux cas, on peut en déduire la propriété que le produit des deux grandeurs, appelé produit "gain.bande passante" reste constant quelle que soit la rétroaction mise en œuvre: $A'_0 \cdot \omega'_0 = A_0 \cdot \omega_0$

Cette propriété est importante: elle signifie...

- 1) qu'on ne peut pas à la fois obtenir un gain élevé et une bande passante élevée (quelle que soit la rétroaction)
- 2) que le produit "gain.bande passante", puisqu'il est constant, est une caractéristique intrinsèque de l'ampli-op. Tout montage amplificateur qui va être construit sur base de cet ampli-op va se heurter à cette limite.

En conséquence, le produit "gain.bande passante" apparaît en tant que tel dans les notices décrivant les propriétés d'un ampli-op. Il doit être comparé aux valeurs présentes dans le "cahier des charges" du montage à construire (voir + loin).

On peut aussi modéliser l'ampli-op comme ayant trois pôles



23

Chapitre 4: L'amplificateur opérationnel

4.4.3 - Lecture d'une datasheet

25

Chapitre 4: L'amplificateur opérationnel

4.4.4 - Dimensionnement d'un montage à ampli-op

26

Dimensionnement d'un montage à ampli-op

- 1) établir le cahier des charges
- 2) calculer le nbre d'étages
 - produit gain.bande passante
- 3) choisir le type d'étages
 - impédances et phase
- 4) calculer les tensions de décalage en sortie
 - offset et courants d'entrée

27