## *PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE*

# Un « bobinage »... sans bobine
# LE « GYRATEUR »

**Nous reprenons ce mois notre série « Initiation à l'électronique » et commençons par un sujet particulièrement mal connu, celui des gyrateurs. Il s'agit d'un montage particulier autour d'un amplificateur opérationnel, qui, pour insolite qu'il paraisse, reste une manière élégante et astucieuse pour réaliser activement une fonction « induction » aux performances étonnantes.**

## LA « BETE NOIRE » DE L'ELECTRONICIEN

L'auteur connaît de nombreux amateurs, de bon niveau, qui ont renoncé à la réalisation d'un ensemble parce que ce dernier comportait un bobinage, et on les comprend fort bien.

Ce composant est souvent fort décevant. Il est tout différent du « résisteur » (l'auteur aime ce néologisme, réservé à la désignation du composant à deux fils avec des anneaux de couleur, pour le distinguer de la résistance, qui est la propriété du composant, se mesurant en ohms). En effet, ce composant doué de résistance se comporte tout à fait comme le symbole « R » des schémas.

De même, un condensateur de bonne qualité (le brave « condo » de l'amateur) se comporte, lui aussi, à peu près comme doit le faire le composant « idéal ». Mais, s'il s'agit d'utiliser un composant doué de self-induction, autrement dit un bobinage (par pitié, ne confondez pas la propriété du composant, soit la self-induction, avec le composant lui-même, qui est un bobinage), tout se gâte.

D'abord, il faut souvent fabriquer ledit composant, et il n'est pas drôle d'enrouler des centaines de spires de fil. Ensuite, et surtout, le résultat est souvent très éloigné de ce que l'on espérait.

Entre ce que l'on vient de faire et l'élément désigné par « L » dans le schéma, il y a un écart... regrettable.

## LES DEFAUTS DU BOBINAGE

Quand on enroule un bon nombre de spires de fil, on est amené à choisir, pour ce dernier, un diamètre modeste, pour pouvoir loger les spires. Il en résulte immédiatement une résistance parasite, dont on se passerait bien. Par exemple, un fil de cuivre de 0,08 mm (ou 8/100 de mm) présente une résistance de l'ordre de 3 Ω par mètre.

Or on veut que le composant réalisé (le bobinage) ait une forte impédance aux signaux de fréquence élevée, mais on souhaite que cette impédance tende vers zéro quand la fréquence en fait autant. Toute résistance parasite, qui se comporte comme un résisteur en série avec le bobinage, dénature les propriétés du composant.

Cela gênera d'autant plus que la fréquence est faible. Indiquons ici que l'on peut qualifier un bobinage par son « facteur de qualité », généralement désigné par la lettre Q, qui vaut :

$Q = 2\pi F\ L/R$

où F est la fréquence du signal (en hertz) ; L est le coefficient de self-induction du bobinage (en henrys) ; R la résistance parasite (en ohms).

La valeur $\pi$ (pi, soit 3,1416 environ) est là pour convertir la « fréquence » F (en hertz) en « pulsation », soit $\omega$ (oméga), en radians par seconde.

Ainsi, un bobinage de 0,2 H, ayant une résistance parasite de 6 Ω, utilisé à 50 Hz, a un facteur de qualité :

$Q = 2\pi\ 50 \times 0{,}2/6$

soit environ 10,5, ce qui est peu.

## UN PETIT RETOUR SUR LA SELF-INDUCTION

Rappelons, juste pour mémoire, que la self-induction joue, à l'égard de l'intensité, le même rôle que la masse par rapport à la vitesse, en s'opposant à sa variation, et ce d'autant plus que cette variation est plus rapide.

Un bobinage (fig. 1) fait intervenir une force « contre-électromotrice » quand on veut faire augmenter l'intensité du courant qui le traverse, tendant ainsi à lutter contre cette augmentation. Il se comporte comme un objet doué de masse dont on veut augmenter la vitesse (on suppose un déplacement sans frottement, dans un plan horizontal, pour ne pas faire intervenir la pesanteur) : l'objet oppose à la force qui lui est appliquée pour l'accélérer une « force d'inertie », dans le sens opposé.

De même (fig. 2), si l'on essaie de diminuer l'intensité dans le bobinage, ce dernier crée alors une force électromotrice, s'opposant à la diminution (comme l'objet lourd tend à vous entraîner quand vous voulez diminuer sa vitesse).

C'est l'aptitude d'un bobinage à gêner les variations d'intensité qui permet de définir son « coefficient de self-induction ». On dit qu'un bobinage est doué d'un coefficient de self-induction unité (de un « henry ») quand, pour un courant qui le traverse et qui varie de un ampère par seconde, il développe à ses bornes une tension de un volt.

Cette analogie entre la self-induction et la masse se retrouve dans les formules. La tension de self-induction est :

$e = -\ L\ di/dt$

et la force d'inertie :

$F = -\ m\ dv/dt$

(m est la masse, v la vitesse).

L'analogie va plus loin. Un bobinage de coefficient de self-induction L parcouru par un courant d'intensité i contient une énergie :

$W = L\,i^2/2$

exactement comme un corps de masse m doué d'une vitesse v contient une énergie :

$W = m\,v^2/2$

De même que, en mécanique, l'effet de l'inertie est d'autant plus masqué que celui du frottement s'y superpose, en électricité, l'effet de la self-induction se « noie » dans celui de la résistance, quand cette dernière intervient trop.

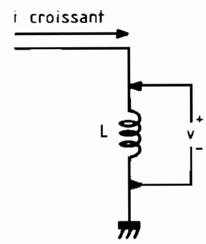


*Fig. 1. – Dans un bobinage parcouru par un courant croissant, la force contre-électromotrice d'induction lutte conte l'augmentation de l'intensité.*

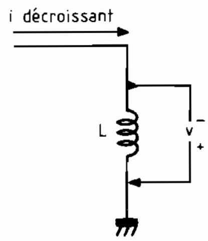


*Fig. 2. – Dans le même bobinage, si l'intensité décroît, la force électromotrice d'induction tend également à s'opposer à cette décroissance : elle a donc changé de sens.*

## COMME SI LE TABLEAU N'ETAIT PAS ENCORE ASSEZ NOIR...

... le bobinage présente encore d'autres défauts. En effet, les spires de fil qui le constituent sont proches les unes des autres, constituant ainsi l'équivalent de plusieurs petits condensateurs répartis dans le composant (on nomme cet effet parasite « capacité répartie du bobinage »).

D'autre part, si l'on veut réaliser un coefficient de self-induction L élevé, sans avoir à enrouler des milliers de spires, on fait généralement appel à un noyau magnétique. Bien que d'immenses progrès aient été faits de ce côté, ce noyau accepte mal que le bobinage réalisé sur lui soit parcouru par un courant trop intense : on note alors une réduction de sa « perméabilité » (donc un abaissement de la valeur de L), en raison de la saturation du noyau par le champ magnétique.

Ensuite, un bobinage, surtout s'il n'a pas de noyau, a la facheuse idée de « rayonner » tout autour de lui un champ magnétique, parfaitement capable de perturber d'autres bobinages, et de faire circuler, dans les pièces métalliques voisines, des courants « tourbillonnaires » (courants de Foucault). L'énergie perdue par ces courants contribue à gâter la qualité du bobinage, comme si sa résistance parasite s'en trouvait augmentée.

Enfin, le bobinage est fortement perturbé par la présence de champs magnétiques alternatifs. On sait les précautions qu'il faut prendre pour protéger les têtes de magnétophone contre les champs parasites rayonnés par les transformateurs d'alimentation.

Alors, la « bobinageophobie » des amateurs se comprend parfaitement. Elle est telle que beaucoup de gens renoncent à faire un filtre sélectif pour des fréquences faibles : il nécessiterait un bobinage de plusieurs henrys, et il y a fort à parier que les résultats seraient décevants.

## HEUREUSEMENT, IL Y A L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL !

Si nous avons tellement insisté sur les défauts horribles des bobinages, c'est parce qu'il existe un moyen de les remplacer efficacement, en utilisant un montage fort simple, dont le nom, un peu « inquiétant », a rebuté plus d'un amateur : le « gyrateur ».

Si vous allez en chercher la description dans des ouvrages d'électronique de haut niveau, vous reculerez certainement. Aussi, nous nous limiterons à un cas simple, de réalisation ultra-facile, qui donne immédiatement des résultats intéressants, et dont on comprend très clairement le fonctionnement. Pensez donc : vous allez utiliser un circuit intégré, quatre résisteurs et un condensateur.

Le circuit intégré est un double amplificateur opérationnel. Ce composant est maintenant bien connu des lecteurs, aussi nous ne donnerons ici qu'un bref rappel de ses propriétés.

On le représente (fig. 3) comme un petit triangle, auquel arrivent cinq connexions. Il y a, pour commencer, les deux fils d'alimentation, nommée VS+ et VS–. Contrairement à une idée fort répandue, on n'applique pas forcément une tension positive sur VS+ et une négative (de même valeur absolue) sur VS–, mais c'est fréquemment le cas.

Tout ce que l'on peut dire, c'est que la différence de potentiel entre les fils VS+ et VS– doit être :

– positive et supérieure à un certain minimum, sinon l'amplificateur ne fonctionne pas ;

– inférieure à un certain maximum, pour ne pas détériorer l'amplificateur.

On demande souvent : « Où connecte-t-on la masse dans un amplificateur opérationnel ? ». La réponse est simple : en général, **on ne la**

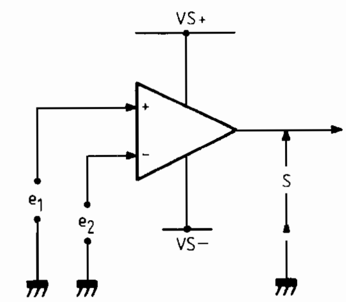


*Fig. 3. – Dans un amplificateur opérationnel, il y a cinq connexions. La « masse » ne sert ici que de référence, par rapport à laquelle sont mesurées les tensions des différents points.*

**connecte pas.** La « masse » est une connexion qui servira de référence, pour mesurer les tensions des différentes électrodes, et c'est tout.
Si, par exemple, l'amplificateur est alimenté avec VS+ = – 10 V et VS = – 30 V (pourquoi pas ? On le fait quelquefois), cela veut dire que la tension de sortie, par rapport à la masse, ne montera pas au-dessus de – 10 V (et souvent pas au-dessus de – 11 ou – 12 V) et ne pourra pas descendre en dessous de – 30 V (et se limitera souvent à – 29 ou – 28 V).
En effet, le circuit de sortie de l'amplificateur opérationnel est réalisé comme l'indique la figure 4. La connexion de sortie S, est reliée :
– au VS+ par un dispositif actif $T_1$ (en général, un transistor) ;
– au VS– par un autre dispositif actif, $T_2$.
Ces éléments, $T_1$ et $T_2$, sont commandés par les étages d'entrée. Si l'on bloque $T_2$ et que l'on rende $T_1$ conducteur, la tension de S monte vers VS+, sans jamais dépasser cette valeur, évidemment, mais en s'en approchant éventuellement assez près, si $T_1$ accepte de fonctionner avec une faible tension aux bornes.
A l'opposé, si on bloque $T_1$ et que l'on rende $T_2$ conducteur, le potentiel de S tend vers celui de VS–, sans jamais descendre en dessous, en s'en approchant éventuellement assez près, si $T_2$ peut fonctionner sous une faible tension. Dans ce dernier cas, il arrive que l'on alimente l'amplificateur opérationnel avec VS– à la masse et VS+ relié à une tension positive, si l'on n'a pas besoin que la tension de sortie puisse devenir négative.

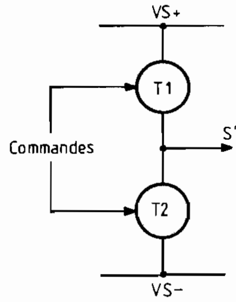


*Fig. 4. – La sortie de l'amplificateur opérationnel est commandée par deux « dispositifs actifs » (généralement des transistors), $T_1$ et $T_2$, en série entre VS+ et VS–. Le potentiel de la sortie S est donc toujours compris entre VS+ et VS–, souvent même dans une plage encore un peu plus réduite, du fait de la tension minimale nécessaire aux bornes de $T_1$ ou/et $T_2$.*

## TENSIONS D'ENTREE ET LEUR DIFFERENCE

C'est aussi par rapport à la masse que l'on mesure les tensions appliquées aux deux entrées. Une d'entre elles est nommée « + » (ou « entrée non inverseuse »), parce qu'elle correspond à un gain positif. L'autre entrée, dite « – », ou « inverseuse », correspond à un gain négatif.

Ce qui est important à retenir, c'est que, en première approximation, seule **la différence** des tensions $e_1$ et $e_2$ compte.

Là aussi, les valeurs possibles de $e_1$ et $e_2$ (qui sont normalement presque égales entre elles) se situent dans une « plage » définie par rapport à VS– et VS+, allant très souvent de (VS– + 2) à (VS+ – 2). Autrement dit, si l'amplificateur opérationnel est utilisé avec VS+ = + 40 V et VS– = + 15 V (là aussi, cela peut se faire), il faudra se limiter à des valeurs de $e_1$ et $e_2$ comprises toutes les deux entre 17 V et 38 V.

Il y a des modèles d'amplificateurs opérationnels (LM 10, LM 358, CA 3130, CA 3140) pour lesquels les valeurs de $e_1$ et $e_2$ peuvent descendre jusqu'à VS–.

Donc, les valeurs de $e_1$ et $e_2$ comptent peu, seule leur différence compte. Mais alors, là, elle compte énormément. On peut dire, en quelque sorte, que le potentiel Vs de la sortie est défini par :

$$Vs = B + A(e_1 - e_2)$$

(dans la mesure où la valeur Vs ainsi calculée tombe bien dans la plage de valeur possible indiquée plus haut).

La tension B est une constante, qui dépend des valeurs de VS+ et de VS– (on pourrait presque dire que B est leur moyenne arithmétique).
La constante A est le « gain en différence » (ou « gain différentiel ») de l'amplificateur opérationnel. Elle est très grande : un gain d'un million n'a rien d'exceptionnel.
C'est d'ailleurs ce qui surprend le plus celui qui commence à utiliser l'amplificateur opérationnel : la valeur de ce gain est très mal connue ; tout ce que l'on sait, c'est qu'elle est presque toujours à considérer comme quasi infinie.

## UN « GAIN INFINI » QU'EST-CE QUE CELA SIGNIFIE ?

Autrement dit, pour que la formule qui donne Vs soit valable, Vs restant compris entre VS– et VS+, il faut que $e_1 - e_2$ soit presque nul.

Donc, si on impose une valeur de $e_1 - e_2$ autre que minuscule (quelques millivolts ou moins encore), l'amplificateur opérationnel est saturé. Oh ! il n'a pas de mal, mais la tension de sortie va « en butée », haute ou basse selon que la différence $e_1 - e_2$ est positive ou négative.

Alors, comment se servir d'un amplificateur aussi susceptible ? Tout simplement par l'emploi généralisé de la « réaction négative ».

Car c'est bien là que se trouve le « maître mot », la clef de l'emploi de l'amplificateur opérationnel : il s'utilise toujours avec un « retour », une connexion qui revient de la sortie sur l'entrée « – ». Par l'intermédiaire de cette connexion, il va s'« auto-piloter », ramenant systématiquement, s'il le peut, à une valeur quasi nulle la différence $e_1 - e_2$. S'il ne le peut pas, il va « en butée ».

Un exemple simple de ce type de fonctionnement est indiqué sur la figure 5. On voit que l'entrée « – » reçoit une tension $e_2$ qui est tout simplement une fraction de la tension de sortie Vs, soit :

$$e_2 = Vs/n$$

car le diviseur de tension R/r divise par n la tension de sortie.

Alors, que va faire notre amplificateur opérationnel ? Il va tout simplement ajuster sa tension de sortie jusqu'à ce que Vs/n soit égale à $e_1$ (si c'est possible, c'est-à-dire si la valeur correspondante de Vs est compatible avec la plage de valeurs que peut prendre Vs).

Supposons, par exemple, que notre amplificateur opérationnel de la figure 5 soit alimenté par VS+ = + 20 V et VS– = – 5 V, la notice du composant nous indiquant que, dans ces conditions, Vs peut varier de – 4 V à + 17,5 V. Nous allons supposer que le rapport n est égal à 6.

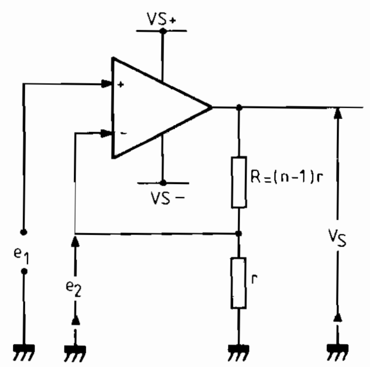


*Fig. 5. – L'amplificateur opérationnel est monté ici en gain positif : il renvoie à son entrée « – » une tension $e_2$ qui vaut Vs/n. La valeur de $e_2$ étant « asservie » à rester égale à $e_1$, nous obtenons un gain de n.*

Alors, si $e_1$ vaut + 1 V, par exemple, l'amplificateur opérationnel va « piloter » sa tension de sortie Vs jusqu'à ce que le sixième de Vs soit de 1 V, autrement dit jusqu'à ce que Vs vaille + 6 V (et, cela, il le peut).
En revanche, si l'on applique une tension $e_1$b de + 4 V, notre amplificateur ne pourra plus amener Vs à une valeur telle que Vs/6 vaille 4 V : il faudrait, pour cela, que + Vs arrive à 24 V. Donc, il sera saturé, la tension de sortie en butée haute (à + 17,5 V).
On voit que, si $e_1$ est compris entre – 4/6 = – 0,67 V et + 17,5/6 = + 2,92 V, le tout fonctionnera comme un amplificateur de gain 6.

## HORREUR : UN GAIN DE 6 ALORS QU'ON POURRAIT AVOIR 1 000 000 !

En général, celui qui a suivi le raisonnement précédent est horriblement déçu : il a l'impression que nous utilisons une « formule 1 » pour rouler à 0,3 km/h. C'est pourquoi il faut tout de suite insister sur un point fondamental :

– Le gain de 6 est donné par un **rapport de valeurs de résistances.** Il est donc *précis* (au dix-millième près s'il le faut), *constant* (indépendant de l'âge du composant, de la température, de la tension d'entrée, etc.).
Et puis, outre ces merveilleuses qualités (impossibles à obtenir autrement), il y a encore une agréable surprise pour l'utilisateur :
– L'amplificateur opérationnel est construit de telle façon que le courant consommé par les entrées « + » et « – » est *minuscule,* à tel point qu'on le considère pratiquement toujours comme nul.
Même un « fossile » comme le fameux « 741 », beaucoup trop utilisé de nos jours, n'a que 0,2 µA de courant sur ses deux entrées. Un modèle plus évolué, le LM 301, se contente d'environ 70 nA (0,07 µA) sur ses entrées.
Si l'on prend un type actuel, comme le TL 082 ou TL 072m (il ne sont pas nés d'hier, tant s'en faut, mais ils correspondent au meilleur rapport qualité/prix, et ce sont eux qui devraient être les modèles universels pour les amateurs éclairés), on trouve un courant d'entrée qui est inférieur au nanoampère (millième de microampère).

Vous faut-il moins encore ? Alors utilisez un CA 3130 ou CA 3140, et, cette fois, le courant d'entrée tombe au *picoampère* (un millionième de microampère). C'est encore trop ? Le AD 515 J consomme quinze fois moins sur ses entrées que le CA 3130 (qui était pourtant d'une « sobriété » exceptionnelle).

## LES DEUX « REGLES D'OR »

Pour résumer tout ce que nous avons dit, formulons les deux principes fondamentaux d'emploi des amplificateurs opérationnels, tels qu'ils résultent des considérations indiquées plus haut.

**1°** Un amplificateur opérationnel maintient toujours, s'il le peut, le potentiel de son entrée « – » à la même valeur que celui de son entrée « + ».
**2°** Les courants consommés sur ces deux entrées sont à considérer comme négligeables.

« Tout cela, on le savait », diront certains. Espérons-le, mais, si cela va sans dire, cela va infiniment mieux en le disant, et en y pensant chaque fois qu'on utilise le composant. Retenez-le, tant c'est important :

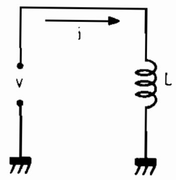


*Fig. 6. – Nous envisageons ici un bobinage, de coefficient de self-induction L, auquel on applique une tension v, nulle jusqu'à l'instant zéro, constante et égale à E ensuite.*

« An operational amplifier maintains allways, if possible, the potential of its plus input to the same value as its minus input. Input currents are neglectible. »

« Bei einem Operational-Verstarker, bleibt das Potential des Minus-Eingangs, wenn immer moglich, dem Wert seines Plus-Eingangs gleich. Sein Eingangstrom ist unbedeutend. »

Allez-y, ajoutez d'autres traductions ; écrivez cela sur les murs ; apprenez-le par cœur (l'auteur espère avoir insisté assez lourdement).

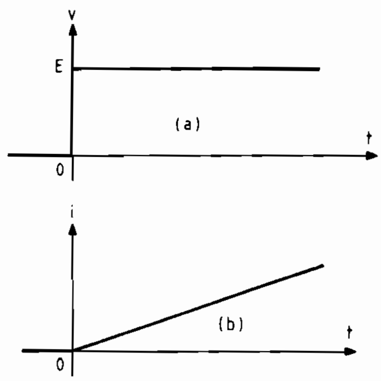


*Fig. 7. – En appliquant à L la tension dont la forme d'onde est en (a), on obtient une intensité (b), nulle d'abord, puis proportionnelle au temps, la « pente » de la droite étant E/L.*

## ON REVIENT (ENFIN) AU BOBINAGE

Nous souhaitons, avec ce composant merveilleux qu'est l'amplificateur opérationnel, réaliser quelque chose qui se comporte comme un bobinage (précisons tout de suite que, pendant que nous y sommes, nous désirons un bobinage *parfait*).
Or, comment se comporterait un bobinage parfait, de coefficient de self-induction L, ayant une extrémité à la masse (fig. 6), si on lui appliquait une tension v qui, nulle jusqu'à l'instant zéro, passe brusquement à la valeur E, et reste constante ensuite (fig. 7a) ?
La réponse est facile à donner. Elle tient à la définition même de L : le courant i (fig. 7b), nul jusqu'à l'instant zéro, se mettrait à augmenter suivant une loi linéaire (proportionnellement au temps), avec une vitesse de variation (en ampères par seconde) telle que cette vitesse, multipliée par L, soit égale à E.
La pente de la partie montante de la courbe indiquée sur la figure 7b est donc :

$di/dt = E/L$

Autrement dit, le courant i, à partir du temps zéro, suit la loi de variation :

$i = (E/L)\,t$

Nous allons donc essayer de réaliser un montage tel que, quand on lui applique une tension d'entrée variant comme sur la courbe de la figure 7a, il consomme, à l'entrée, un courant variant comme l'indique la figure 7b.

## LE PREMIER AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Soit un amplificateur opérationnel $A_1$, monté comme l'indique la figure 8. Comment va-t-il réagir si nous appliquons, à son entrée, une tension $e_1$ qui varie comme le montre la courbe a de la figure 7 (tension nulle jusqu'au temps zéro, constante et égale à E ensuite) ?
En raison de la première « règle d'or », l'amplificateur opérationnel va maintenir son entrée « – » au même potentiel que son entrée « + ». Il faut donc que la tension $e_2$ (aux bornes de R), nulle avant l'instant zéro, monte brusquement à la valeur E, puis reste constante et égale à E ensuite.
Une règle simple, avec un condensateur, est la suivante : il ne peut y avoir de variation brusque de tension à ses bornes. En d'autres termes, si le potentiel d'une de ses armatures a une variation brusque, celui de l'autre armature doit avoir la même variation.
Donc, si nous voulons que $e_2$ passe brusquement de zéro à E au temps zéro, cela implique que la tension de sortie de $A_1$, soit u, passe aussi de zéro à E au temps zéro, tout aussi brusquement.
Mais cela ne suffit pas, il faudra, ensuite, maintenir constante et égale à E la tension $e_2$.
Or cette tension est due au courant qui traverse R, allant vers la masse. N'oublions pas la seconde « règle d'or » : le courant consommé par l'entrée « – » de l'amplificateur opérationnel est nul (comme celui que consomme son entrée « + »). Donc, tout le courant qui passe dans R doit aussi passer dans le condensateur C. Il s'agit du courant qui charge ce condensateur.

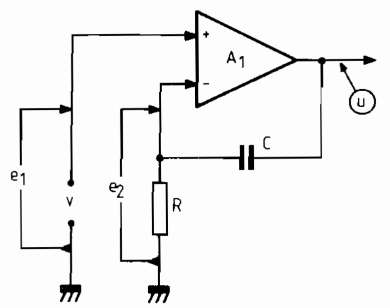


*Fig. 8. – Dans ce montage, nous allons appliquer en v une tension nulle jusqu'à l'instant zéro, puis constante et égale à E ensuite. La tension $e_2$ devra donc varier de la même façon.*

## LE COURANT DE CHARGE D'UN CONDENSATEUR

Pour qu'un condensateur se charge à courant constant, il faut que la tension à ses bornes croisse proportionnellement au temps. En effet, le courant i de charge d'un condensateur de capacité C, aux bornes duquel il y a une tension V (fonction du temps) est :

$i = C\,dV/dt.$

La « dérivée », dV/dt, est tout simplement la vitesse de variation de V, en volts par seconde. Pour que i soit constant, il faut que cette vitesse le soit aussi.
Le courant constant qui doit passer dans R à partir de l'instant zéro a la valeur :

$E/R$

pour maintenir une tension constante et égale à E aux bornes de R. Ce courant étant égal à C dV/dt, on en déduit que la vitesse de variation de V est :

$dV/dt = E/RC.$

On peut donc prévoir parfaitement la loi de variation en fonction du temps de la tension de sortie, u, de l'amplificateur opérationnel $A_1$ (fig. 8). Cette tension, nulle jusqu'à l'instant zéro, monte brusquement à la valeur E, puis croît linéairement en fonction du temps, suivant la loi :

$u = E + (E/RC)\,t.$

Sur la figure 8, nous avons

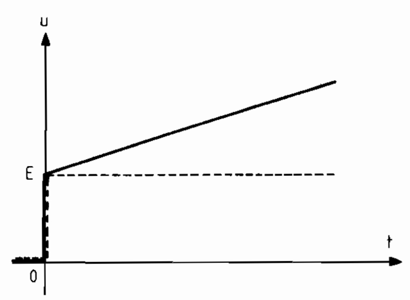


*Fig. 9. – En pointillé, la forme d'onde sur l'entrée « + » (et donc sur l'entrée « – » qui doit la « suivre »). En trait gras, la variation de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel $A_1$. La pente de la partie de droite du signal correspond à une croissance régulière de la tension aux bornes de C, pour y maintenir un courant de charge constant.*

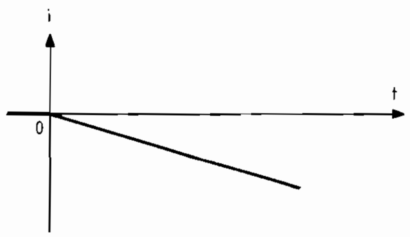


*Fig. 10. – Si l'on reliait, par un résisteur, la sortie de $A_1$ à son entrée « + », il en résulterait une intensité variant bien comme celle de la figure 7, mais négative (allant vers le point H).*

tracé en pointillé la variation de v en fonction du temps.
On voit déjà qu'il y a une limitation à ce fonctionnement : le courant de charge de C ne peut augmenter indéfiniment. De toutes façons, comme nous voulons simuler le comportement d'un bobinage, on ne pourrait appliquer à ce dernier une tension constante indéfiniment, car l'intensité passant dans le bobinage augmenterait indéfiniment.

## UN COEFFICIENT DE SELF-INDUCTION « NEGATIF »

Supposons que, maintenant, nous placions un résisteur R', de résistance K, entre la sortie de $A_1$ et son entrée « + ». On voit que la différence de potentiel aux bornes de R', nulle jusqu'à l'instant zéro, se mettrait, ensuite, à croître suivant la loi :

(E/RC) t.

Il passerait donc, dans R', un courant qui, à partir du temps zéro, aurait la valeur :

(E/RC) t/K.

Ce courant varierait donc comme le montre la figure 10. Cela ressemble un peu à ce que nous souhaitions (fig. 7b) mais, hélas ! le courant est négatif, car il va vers l'entrée « + ».

Donc, notre ensemble du montage de la figure 8 et du résisteur R' se comporte « un peu » comme un bobinage, mais à condition de considérer qu'il s'agit d'un bobinage ayant un « coefficient de self-induction négatif ». C'est peut-être une curiosité du point de vue mathématique, mais, en pratique, cela ne nous sert à rien.
Il faut donc arranger les choses, et c'est encore l'amplificateur opérationnel qui va fournir la solution attendue.

## UN AMPLIFICATEUR INVERSEUR

Comment réaliser un amplificateur de gain négatif ? C'est extrêmement simple, et c'est d'ailleurs le montage qui est probablement le plus connu parmi les applications de l'amplificateur opérationnel.
Le montage de la figure 5 nous donne un gain positif. C'est logique : nous attaquons l'entrée non inverseuse, et l'autre entrée suit. Si nous voulons un gain négatif, il faut procéder comme l'indique la figure 11.
On voit que l'amplificateur opérationnel $A_2$ est monté avec son entrée « + » reliée à la masse. Donc, attentif à bien suivre la « première règle d'or », notre amplificateur va maintenir son entrée « – » (le point G) au même potentiel que son entrée « + », c'est-à-dire zéro, puisque cette entrée « + » est à la masse.
Le point (G) étant au potentiel zéro, la tension aux bornes du résisteur P est exactement égale à e, qui est la tension d'entrée. Le courant dans P est donc égal à e/P exactement.
Or, notre amplificateur opérationnel suit aussi la deuxième « règle d'or » : il ne consomme rien sur son entrée « – » (sur l'autre non plus, d'ailleurs). Donc, tout le courant qui passe dans P va passer dans M, puisque rien ne va dans l'amplificateur.
La chute de tension aux bornes de M est donc égale à :

M × (e/P) = e M/P.

Or, le potentiel de l'extrémité gauche de M est zéro (première règle d'or), donc son extrémité droite est au potentiel :

S = – e M/P.

Nous avons donc réalisé ainsi un amplificateur de gain négatif.
On évoque souvent, à propos de cet amplificateur, l'image du « levier », qui est assez claire. Imaginons (fig. 12) un levier, passant par le point fixe (G), dont les longueurs des bras sont respectivement P et M. Si l'on applique à l'extrémité gauche du levier un petit déplacement e (suffisamment petit pour que l'on confonde un petit arc de cercle et la corde qu'il soustend), l'extrémité droite aura un déplacement S, le rapport S/e étant égal au rapport des longueurs M/P ; les déplacements ayant lieu en sens inverse.
Il convient de noter qu'un tel amplificateur, contrairement au cas de celui de la figure 5, consomme un courant d'entrée important, exactement e/P, tout à fait comme si le point (G) était à la masse. On appelle d'ailleurs souvent ce point « masse fictive » (puisque son potentiel est asservi à la valeur zéro par l'amplificateur opérationnel).
L'auteur a horreur de cette dénomination, car une « masse » est un point qui a une propriété désagréable : on ne peut affirmer que la somme des intensités qui y arrivent est égale à la somme des intensités qui en repartent (la différence s'en va sous forme de « courant de retour de masse »). Un nom bien plus rationnel pour le point (G) est « point nodal ».

## NOUS N'AVONS PAS ENCORE GAGNE (MAIS PRESQUE)

Nous n'allons pas utiliser exactement le montage de la figure 11 pour « inverser » le courant d'entrée. En effet, si nous appliquions directement

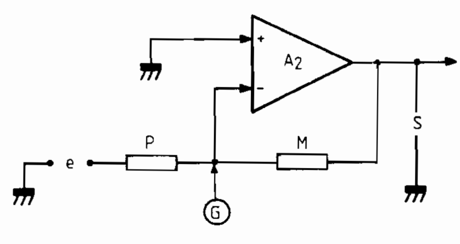


*Fig. 11. – Montage d'un amplificateur opérationnel en gain négatif. Comme il asservit le potentiel du point (G) à rester le même que celui de l'entrée « + », c'est-à-dire zéro, et qu'il ne consomme aucun courant sur ses entrées, on a S/e = – M/P.*

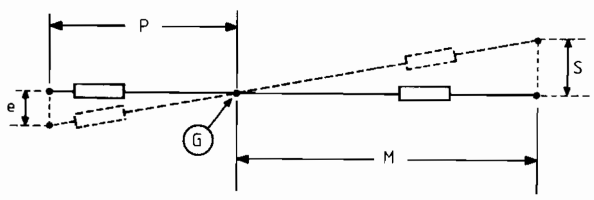


*Fig. 12. – Le fonctionnement du montage de la figure 11 peut être comparé à celui d'un levier, dont le point fixe est G, les longueurs des bras de levier étant P et M.*

la sortie de $A_1$ à l'extrémité gauche du résisteur P de la figure 11 (en supoposant P = M, soit un gain de – 1), la sortie S de $A_2$ nous fournirait une forme d'onde analogue à celle que montre la figure 13.

Nous aurions bien, après le temps zéro, un potentiel S qui décroît linéairement, mais, au lieu de partir de + E, il part de – E. Mais ne vous découragez pas, nous y sommes presque.

En effet, supposons que, comme le montre la figure 14, nous appliquions bien la sortie u de $A_1$ (point J) à la gauche du résisteur P, mais que, en même temps, l'entrée « + » de $A_2$, au lieu d'être reliée à la masse, soit reliée à l'entrée « + » de $A_1$. Alors, tout va changer.

Comme le montrent les formes d'ondes de la figure 15, au temps zéro, le potentiel de l'entrée « + » de $A_1$ (point H) monte brusquement de E. On sait que celui de son entrée « – » va en faire autant, comme celui du point (J).

Donc, juste après l'instant zéro, le potentiel de (H) est monté brusquement à + E, comme celui de l'extrémité gauche de P.

Or, l'amplificateur opérationnel $A_2$ suit toujours la première règle d'or. Donc, il va faire monter brusquement à + E le potentiel de son point (G), pour qu'il suive celui de son point (H).

Cela ne se peut que si le potentiel S du point (N) (sortie de $A_2$) monte aussi à + E : la tension aux bornes de P étant restée nulle juste après le temps zéro, celle que l'on a aux bornes de M doit également rester nulle juste après le temps zéro.

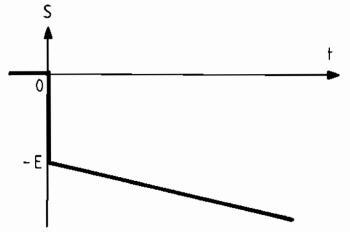


*Fig. 13. – Si l'on utilise le montage de la figure 11 pour amplifier le signal de sortie u du montage de la figure 8, on a bien, en sortie, une tension qui descend, mais le « décrochement » initial est – E, alors qu'il faudrait + E.*

Ensuite, comme le potentiel du point (J) monte régulièrement (courbe b), celui du point (G) restant obstinément fixe et égal à + E, toujours en raison de l'action de $A_2$, qui suit fidèlement la première règle d'or, le courant dans P croît proportionnellement au temps : il est égal au potentiel de (J), diminué de E, le tout divisé par P.

Comme nous l'avons vu sur la figure 11, le courant dans M est le même que celui qui passe dans P ($A_2$ ne consomme rien sur son entrée « – »). La tension aux bornes de M croît donc, elle aussi, proportionnellement au temps.

L'extrémité gauche de M (point G) restant au potentiel constant + E, l'extrémité droite de M, c'est-à-dire le point (N), va donc avoir un potentiel qui, après être monté brusquement à + E, va suivre une loi linéaire descendante (fig. 15 c).

La pente de la partie montante de la courbe b est, on l'a vu :

$du/dt = E/RC$.

On en déduit que la pente de la partie descendante de la courbe c, venant d'un amplificoteur de gain – M/P est :

$$dS/dt = - M/P\ (E/RC) = - ME/PRC$$

Si nous considérons maintenant la différence de potentiel entre le point (H) et le point (N), elle est nulle jusqu'au temps zéro, et, à partir de ce temps, elle est proportionnelle au temps, suivant la loi :

$VH - VN = (ME/PRC)\ t$ (fig. 15 c)

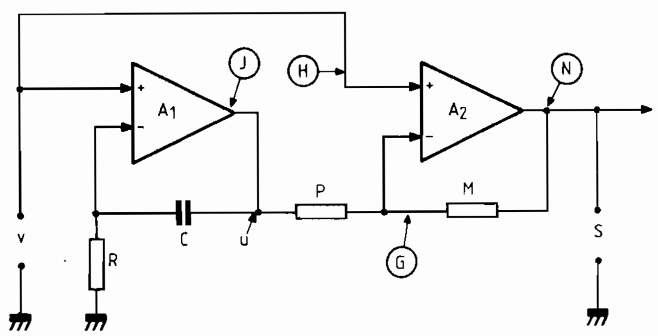


*Fig. 14. – L'amplificateur à gain négatif $A_2$ a maintenant son entrée « + » commandée par la même tension que celle de $A_1$, ce qui résout le problème.*

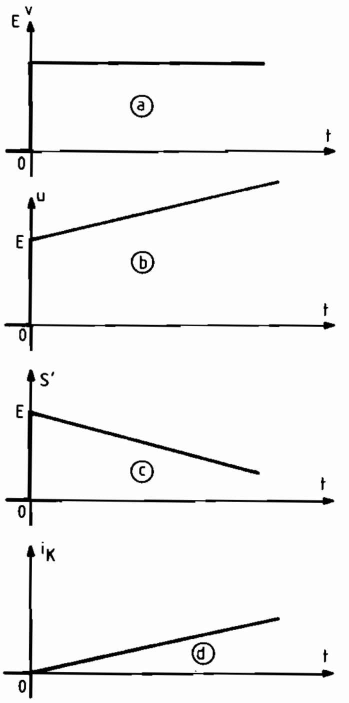


*Fig. 15. – Dans le montage de la figure 14, attaqué en (H) par le signal (a), le signal en (J) varie comme (b) ; en (N), il varie comme (c) ; donc, en reliant (N) et (H) par un résisteur, il y passera le courant qui varie comme le montre la courbe (d), ce que nous voulions obtenir.*

# MAINTENANT, CELA MARCHE !

Relions donc le point (N), sortie de $A_2$ au point (H) (entrée « + » de $A_1$) par un résisteur de valeur K, désigné par la lettre K (fig. 16), et nous aurons, du point H vers le point N, un courant i. Ce courant, nul jusqu'au temps zéro, va, à partir de cet instant, croître proportionnellement au temps, avec la valeur :

$i = (ME/PRC)\, t/K = (M/KPRC)\, E\, t.$

Or on se souvient que, en appliquant, à partir du temps zéro, une tension E à un bobinage de coefficient de self-induction L, on obtient une intensité qui monte, à partir du temps zéro, suivant la loi :

$i = E\, t/L.$

On en déduit que le montage de la figure 16 se comporte, à son entrée, comme un bobinage dont le coefficient de self-induction L est :

$L = KPRC/M.$

Prenons un cas pratique. Nous réaliserons $A_1$ et $A_2$ par les deux amplificateurs opérationnels d'un circuit TL 072 CP (ou TL 082 CP), nous prendrons M = P (par exemple 3,3 kΩ chacun), R = 10 kΩ, C = 0,1 µF et K = 10 kΩ. On trouve alors (en enlevant P et M de la formule, puisque leur rapport vaut 1) :

$L = 10^4 \times 10^4 \times 10^{-7} = 10.$

Nous venons donc de réaliser un montage qui simule un bobinage ayant un coefficient de self-induction de 10 H (le H désigne l'unité henry).

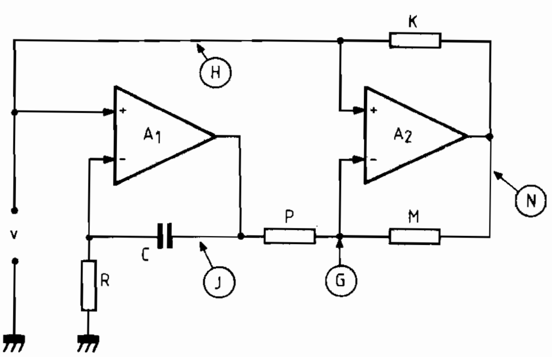


*Fig. 16. – Le résisteur K a été ajouté entre (N) et (H) ; maintenant le montage se comporte comme un bobinage quasi « parfait » entre (H) et masse.*

# COMMENT VERIFIER QUE C'EST BIEN VRAI ?

Nous n'allons pas nous lancer dans une série de relevés de formes d'ondes. Il y a beaucoup plus simple.

N'oublions pas, en effet, que le rôle d'un bobinage de coefficient de self-induction L est, souvent, de constituer, avec un condensateur de capacité C' (pour ne pas le confondre avec le C du montage), un circuit oscillant de période :

$T = 6{,}28 \sqrt{LC'}$

(le 6,28 étant tout simplement une approximation de $2\pi$).

Donc, si nous associons le montage de la figure 16 à un condensateur C', ayant, par exemple, une capacité de 0,22 µF, en mettant simplement C' entre le point (H) et la masse, nous constituons ainsi un circuit oscillant parallèle dont la période doit être :

$$T = 6{,}28 \sqrt{10 \times 2{,}2\ 10^{-7}} = 0{,}00932 \text{ s}$$

ce qui correspond à une fréquence de l'ordre de 107 Hz.

Un bon circuit oscillant digne de ce nom ne demande qu'à osciller, mais il ne « part » pas tout seul. Alors, comment procéder ? Il suffira d'effleurer le point (H) avec un fil porté à un potentiel U bien choisi pour que le système entre en oscillations.

*(à suivre)*

**J.-P. OEHMICHEN**