

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE (9^e PARTIE)

Les circuits linéaires

Un excellent milliampermètre alternatif

Tout le monde sait que les contrôleurs universels à aiguille ont, pour l'alternatif, des échelles désagréables à utiliser : elles sont extrêmement tassées pour les petites valeurs, étalées pour les grandes. Par exemple, sur l'échelle 3 V (déviation à fond pour 3 V rms), la graduation 1 V, au lieu d'être au tiers de la déviation totale, est à peine au dixième de celle-ci. Quand la tension est de 1,5 V rms, on pourrait s'attendre à voir l'aiguille à mi-course (puisqu'elle va à fond pour 3 V rms). En fait, elle ne va qu'au tiers de la déviation totale.

A quoi cela tient-il ? Aux propriétés un peu désagréables des diodes. Voyons la chose de plus près.

Soit un galvanomètre G (milliampèremètre ou microampèremètre) monté dans la diagonale d'un pont de diodes (fig. 57). Les quatre diodes font que le courant passant de A vers B (alors $i > 0$) ou de B vers A (et alors $i < 0$) se retrouve en i_G , toujours de gauche à droite.

Comme nous avons admis que le courant de fuite (inverse) d'une diode est nul (ce qui est très proche de la vérité), tout ce qui passe de A vers B, ou de B vers A va se retrouver intégralement dans i_G . La courbe donnant i_G en fonction de i est donc celle de la figure 58. Elle rappelle beaucoup celle de la figure 50, mais qu'on ne s'y trompe pas : dans le cas du montage de la figure 57, il n'y a pas d'amplificateur opérationnel.

Donc, si nous envoyons, entre A et B,

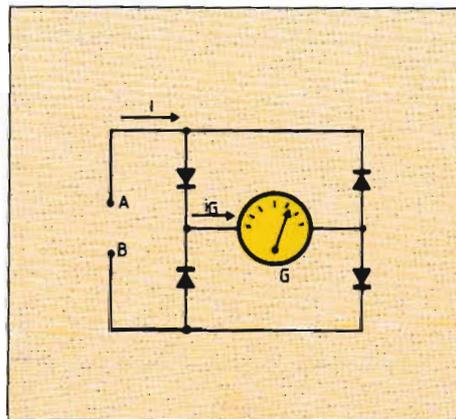


Fig. 57. – En adjoignant à un galvanomètre G un pont de diodes, on en fait un ampèremètre alternatif qui est quasi « parfait », car l'intensité i_G dans G est exactement la valeur absolue de l'intensité d'entrée i .

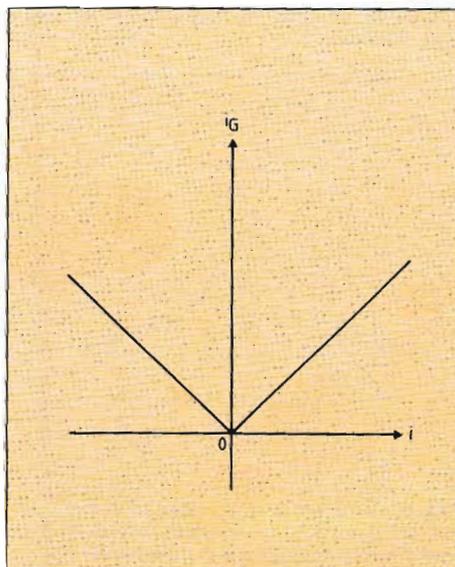


Fig. 58. – Comme on suppose que le courant inverse des diodes est nul, le courant i_G est bien égal à i si $i > 0$ et à $-i$ si $i < 0$.

un courant alternatif sinusoïdal dont l'intensité est I_{rms} , il passera dans le galvanomètre un courant redressé « parfait », en arches de sinusoïde, de valeur crête :

$$I_C = I \sqrt{2}$$

comme le montre la figure 59.

La valeur moyenne d'un tel courant, qui compte seule pour savoir quelle sera la déviation de l'aiguille, est, comme on peut le démontrer facilement :

$$I_m = 2 I_C / \pi = I 2\sqrt{2} / \pi = I \times 0,900$$

Donc, si nous graduons G en tenant compte de ce facteur, nous aurons réalisé un milliampèremètre alternatif « parfait ».

Alors ! de qui se moque-t-on ?

Les lecteurs vont insinuer que l'auteur a reçu un grand coup de galvanomètre sur la tête : après avoir dit que les échelles de mesure des contrôleurs universels, en alternatif, étaient horribles, voilà qu'il parle d'un milliampèremètre parfait !

Oui, l'auteur « persiste et signe ». Seulement, le montage de la figure 57, s'il est bien un milliampèremètre parfait, ne peut servir que pour **une seule sensibilité**.

Revenons un peu là-dessus. Supposons que G soit un bon milliampèremètre déviant à fond l'échelle pour 1,00 mA, ayant une résistance de 150 Ω . Si nous voulons l'utiliser, en continu, pour mesurer une intensité allant jusqu'à 10 mA, aucun problème : il suffit de placer, en parallèle avec lui, un résistor

d'une résistance neuf fois plus faible, soit $16,67 \Omega$, et quand on enverra un courant i dans l'ensemble, il y en aura exactement 10 % (soit $i/10$) qui passera dans G , et 90 % (soit $9 i/10$) qui passera dans le résistor « shunt ».

Si nous voulons maintenant que l'appareil aille jusqu'à 1 A continu, il suffira de mettre en parallèle avec lui un résistor de $150/999 = 0,1502 \Omega$, et le tour sera joué.

Si notre galvanomètre se trouve maintenant monté avec un pont de diodes, comme sur la figure 57, pourrions-nous en faire autant ? Pratiquement non.

En effet, on pourrait, à la rigueur, placer un shunt directement en parallèle sur G , mais alors, il faudrait que la totalité du courant entre A et B passe dans les diodes. Or nous avons prévu de petites diodes, qui ne sont pas faites pour des ampères.

« Qu'à cela ne tienne, répondront certains, mettez donc votre shunt entre A et B ! » C'est bien ce que l'on est obligé de faire, et alors, on peut dire que, à peu de chose près, « rien ne va plus ».

Un partage... inéquitable

Quand on met un résistor en parallèle (disons « en shunt ») directement sur un galvanomètre en continu, tout se passe bien, parce que le galvanomètre, d'une part, et le résistor de l'autre, suivent la loi d'Ohm.

C'est pour cela que l'intensité globale se partage d'une façon invariable, par exemple à 90 % dans le résistor et 10 % dans le galvanomètre.

Si l'on loge les diodes de la figure 57 dans le boîtier du galvanomètre, il en sort deux fils, et on peut penser que ce « dipôle » va se comporter en alternatif comme le galvanomètre tout seul se comportait en continu.

Mais il n'en est rien, et notre engin, considéré entre les bornes A et B ne suit pas du tout la loi d'Ohm : essayez de relever la valeur de la tension entre A et B en fonction de l'intensité du courant passant de A vers B ($i > 0$), ou de B vers A ($i < 0$).

Vous obtiendrez alors la courbe de la figure 60. Elle peut surprendre, mais il faut se rappeler qu'une diode polarisée

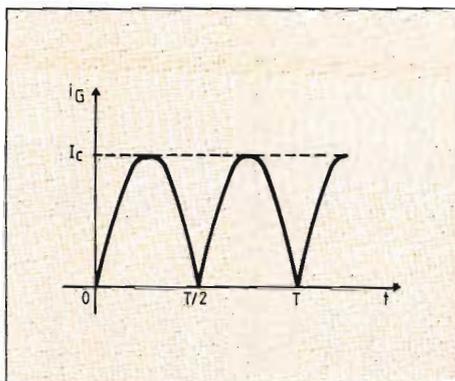


Fig. 59. — En envoyant, entre les bornes A et B de la figure 57, un courant sinusoïdal de valeur crête I_c , on a, dans G , une série de demi-sinusoïdes, de valeur crête I_c , donc de valeur moyenne $2 I_c/\pi$.

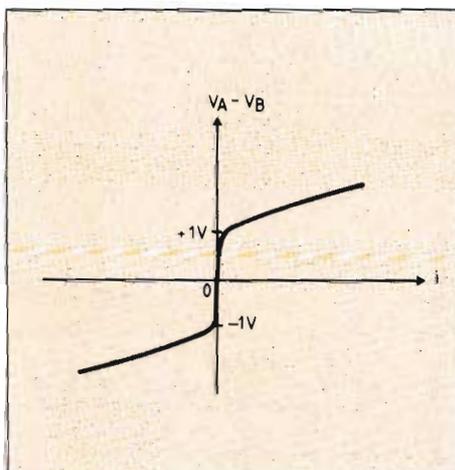


Fig. 60. — La tension entre A et B, dans le montage de la figure 57, ne suit pas du tout la loi d'Ohm, du fait de la présence des diodes.

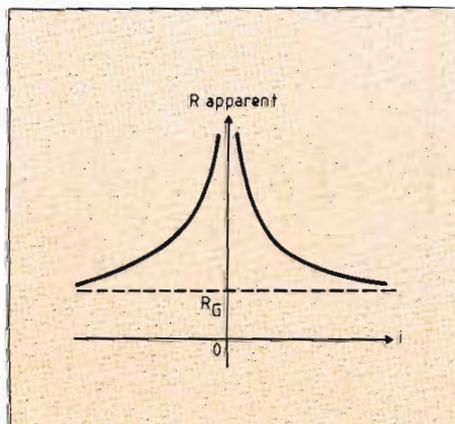


Fig. 61. — Entre A et B, dans le montage de la figure 57, on ne peut dire qu'il y ait une résistance donnée, l'intensité n'étant pas proportionnelle à la tension. En divisant la tension par l'intensité, on obtient la « résistance apparente », qui, hélas, varie énormément avec l'intensité.

dans le sens direct (passant) ne commence vraiment de conduire que si la tension à ses bornes arrive au moins à 0,4 V.

En effet, la tension aux bornes d'une diode qui conduit diminue d'environ 0,06 V chaque fois que le courant qui la traverse est divisé par dix. Autrement dit, si l'on trouve, aux bornes de la diode, 0,60 V pour 2 mA, il y aura 0,54 V aux bornes pour 0,2 mA (ou 200 μA).

Pour une intensité encore dix fois plus faible, soit 20 μA , la tension descend seulement à $0,54 - 0,06 = 0,48$ V. A 2 μA la tension est de 0,42 V. Il y a encore 0,36 V de tension directe entre l'anode et la cathode de la diode quand le courant qui la traverse n'est plus que de 0,2 μA .

Or, quel que soit le sens dans lequel le courant circule entre A et B, il faudra qu'il traverse, en plus de G , deux diodes dans le sens passant. Autrement dit, pour qu'il passe un courant, même très faible, dans le tout, il faudra une tension de 0,8 V ou plus, d'où le « décrochement » remarqué sur la courbe de la figure 60.

Quand le courant a commencé de passer dans les diodes, la tension à leurs bornes ne varie plus guère. Si l'on voit une certaine pente sur les branches lointaines de la courbe de la figure 60, c'est parce que le courant doit aussi traverser G (il suit la loi d'Ohm, lui !).

D'où la conclusion : entre les bornes A et B, nous avons « quelque chose » qui ne suit absolument pas la loi d'Ohm (si non la courbe de la figure 60 serait une droite passant par l'origine). La propriété essentielle d'un conducteur qui suit la loi d'Ohm est, en effet, de maintenir un rapport constant entre la tension à ses bornes et l'intensité qui le traverse.

On ne peut donc pas parler de « résistance » entre les points A et B, car ce terme n'a de sens que pour un « dipôle » (montage à deux fils) qui suit gentiment la loi (d'Ohm, bien sûr !).

On pourrait, à la rigueur, parler de la « résistance apparente », quotient de tension ($V_A - V_B$) par le courant i , mais là, nous aurons une surprise désagréable : cette « pseudo-résistance » varie énormément avec l'intensité.

La courbe de la figure 61 en donne une idée : cette résistance apparente devient **infinie** quand l'intensité tend vers zéro, et elle diminue, tendant vers la valeur limite R_G (résistance interne du galvanomètre) quand i est grand en valeur absolue.

Alors, concluez : si l'on met, entre A et B, un résisteur (un vrai, qui suit la loi d'Ohm), le partage des intensités entre ce résisteur et le dipôle de la figure 57 se fera très mal, ou plus exactement, le taux de partage, au lieu de rester constant comme en courant continu, variera en fonction de l'intensité.

Si, par exemple, on s'arrange pour faire passer, entre A et B, 99 % du courant total dans le résisteur quand $i = 100$ mA (il en passe alors 1 %, soit 1 mA, dans le dipôle), comment les choses se passeront-elles pour un courant total plus faible ?

Si nous envoyons, par exemple, 50 mA de courant total, le partage va se faire en 99,3 % pour le résisteur et 0,7 % pour le dipôle, qui va recevoir seulement 0,35 mA (et non 0,5 comme cela serait normal).

Le partage des intensités entre le shunt et le dipôle se fait d'une façon anarchique, avec un taux de partage variable en fonction du courant.

Alors l'ampli OP est arrivé...

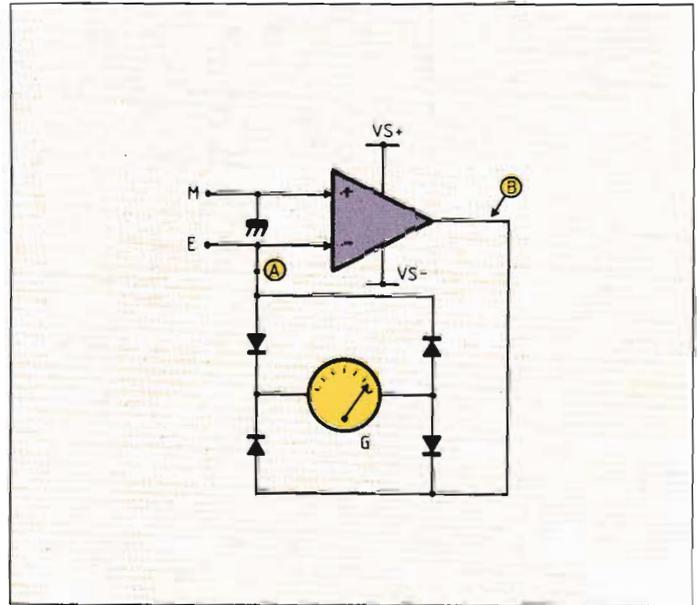
... comme Zorro, bien sûr, pour sauver la situation. Si nous avons tellement détaillé l'horreur du dipôle « hors la loi » (d'Ohm), c'est pour faire survenir, comme une bonne fée, le composant miracle qui va mettre tout cela en ordre.

Le schéma est très simple (fig. 62). L'amplificateur opérationnel suit ici sagement la « règle d'or », en fixant, tant qu'il le peut, le potentiel de son entrée « - » à la même valeur que celle de son entrée « + » (soit zéro).

Comme, d'autre part, le courant d'entrée est nul, en particulier sur l'entrée « - », tout courant injecté entre M et E se retrouve intégralement entre B et A.

Jusqu'ici, on ne voit pas encore très bien ce que l'on a gagné par rapport au montage de la figure 57. On s'en rend bien compte quand on pense à la règle

Fig. 62. – Avec un amplificateur opérationnel monté en générateur de courant, on élimine le défaut dû à la présence des diodes. Le courant à mesurer est envoyé entre E et M, et tout se passe, vu de l'entrée, comme s'il y avait une résistance nulle entre E et M.



d'or : le potentiel du point E (ou A) est maintenu à la valeur zéro, il y a donc, entre M et E, une tension nulle (ou quasi nulle).

Notre milliampermètre est alors meilleur sur un point : il n'introduit aucune chute de tension dans le circuit où il doit mesurer l'intensité. C'est un appareil de résistance **nulle**, ce qui est la perfection pour un ampèremètre.

Il est plus facile de dégrader la qualité d'un objet que de l'améliorer

Le montage de la figure 57 introduisait, lui, une chute de tension dans le circuit où il doit mesurer l'intensité. Plus grave encore (l'auteur doit avouer qu'il a passé ce point sous silence, lâchement, quand il a qualifié le tout de « milliampermètre parfait »), cette chute de tension ne suit pas la loi d'Ohm.

Mais, si le circuit alimenté comporte une source de force électromotrice élevée, la chute ne gêne pas. En particulier, le montage de la figure 57 est parfait (cette fois sans restriction mentale) pour mesurer l'intensité consommée par un engin alimenté par le secteur en 220 V rms.

Au secours ! c'est bien trop bon !

Cette qualité du montage de la figure 62 est telle que, paradoxalement, elle va devenir un défaut.

En effet, celui qui a réalisé ce montage possède alors l'équivalent d'un appareil de mesure d'intensité alternative sans résistance interne, ce qui est le rêve, mais va poser un petit problème quand on voudra le munir de shunts.

En effet, quand on veut mettre, par exemple, un « shunt au dixième » sur un galvanomètre de résistance R_G , il suffit d'utiliser un résisteur de résistance $R_G/9$. Seulement, avec une valeur $R_G = 0$, comment faire ?

Appuyons-nous sur ce vieux principe philosophique (et pessimiste) qui dit qu'il est bien plus facile de dégrader la qualité d'un objet que de l'améliorer. Le montage de la figure 62 est un milliampermètre alternatif sans résistance interne, entre les points M et E, et, par suite, nous sommes embarrassés pour le shunter.

Alors, introduisons tout simplement un résisteur de résistance R_0 entre le point E, d'une part, et l'entrée « - » de l'amplificateur opérationnel (et le point B), d'autre part. Nous aurons alors un appareil de résistance interne R_0 connue que nous pourrions shunter. Pour avoir un appareil à plusieurs sensibilités, on pourrait alors utiliser le

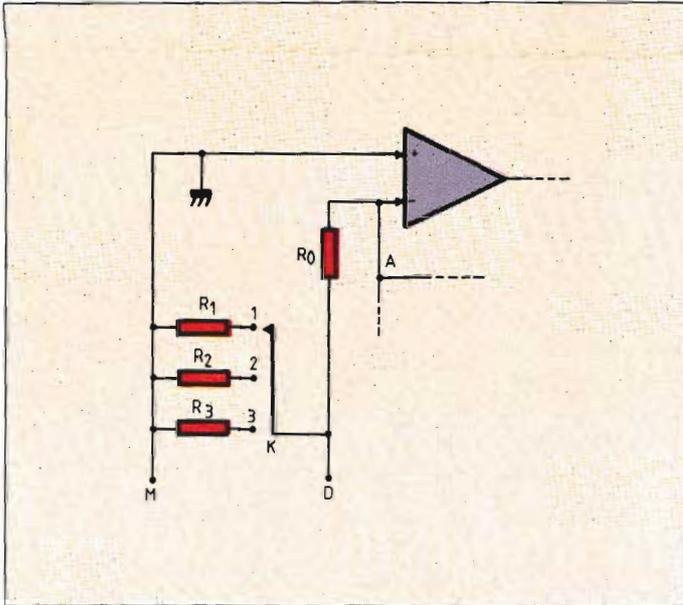


Fig. 63. - Etant donné que le montage de la figure 62 se comporte comme un appareil de résistance nulle, cela complique le problème des shunts. On doit donc, en plaçant un résisteur R_0 en série dans l'entrée « - », donner une valeur non nulle à cette résistance, pour permettre l'utilisation de shunts.

montage dont la figure 63 reproduit une partie (le reste est comme sur la figure 62).

La bagarre avec les « tacts »

Cela semble simple. Pour avoir, dans la position n° 1 du contacteur de sensibilité, K, la pleine sensibilité, nous ne mettons pas de shunt. Ce sera, par exemple, l'échelle 1 mA rms.

Dans la position 2 de K, pour avoir une sensibilité dix fois moindre (échelle 10 mA rms), il faudra donc un shunt R_1 de résistance $R_0/9$. Pour avoir, en positions 3 et 4 de K, des sensibilités de 100 mA et 1 A rms, il nous faudra des shunts ayant les valeurs respectives :

$$R_2 = R_0/99$$

$$R_3 = R_0/999$$

Et voilà, c'est justement pour ce dernier (surtout) que le bât blesse.

Comme nous avons délibérément augmenté la résistance interne de notre ensemble « avec le résisteur R_0 et préméditation », comme dirait un philosophe défunt, nous nous sommes limités dans cette « marche vers la dégradation », et nous avons choisi une valeur faible pour R_0 .

Par exemple, pourquoi pas 10 Ω ? Dans ce cas, R_1 vaut environ 1,1 Ω , R_2 est proche de 0,1 Ω , et R_3 de 0,01 Ω .

Est-ce donc si difficile de réaliser un résisteur ayant une résistance de 0,01 Ω ?

Pas du tout... mais quand le contacteur K est en position 4, nous trouverons, entre le point D et le point M, outre le résisteur R_3 , le contact établi par K.

Or l'auteur a toujours estimé que les trois ennemis principaux de l'électronicien étaient, dans l'ordre :

- la résistance interne des sources ;
- les mauvais contacts ;
- les capacités parasites.

D'ailleurs, pour le second point, les termes « mauvais contact » nous semblent relever du pléonasmе, comme la « dune de sable » : un contact est, fondamentalement, mauvais. On s'efforce seulement de le rendre le moins mauvais possible.

Donc, le terme de « mauvais contact » nous semblant redondant, réduisons-le à « contact ». La première syllabe du mot nous semble (quoique inconvenante) insuffisante pour exprimer tout le mal que nous pensons de ce fléau. Il nous semble qu'un mot nouveau, le « tact » (mais pas pris au sens de « délicatesse », évidemment) pourrait assez bien qualifier ces « horreurs inévitables ».

La résistance de contact

L'auteur sent qu'il va se mettre à dos tous les fabricants de contacteurs, alors il faut y aller doucement.

Un contacteur est là pour permettre au

courant de passer entre deux points lorsqu'on désire qu'il y passe, quand on fait la manœuvre nécessaire. Il passe bien, mais on ne peut éviter la présence d'une petite chute de tension, causée par ce que l'on appelle la « résistance de contact ».

Les réalisateurs de contacteurs font ce qu'ils peuvent pour réduire cette résistance, mais ils ne l'annulent jamais (à l'impossible nul n'est tenu). Et cette ... (censuré) résistance a les désagréables propriétés suivantes :

- elle ne suit pas la loi d'Ohm (encore une !);

- elle varie dans le temps.

Si bon que soit le contacteur, il est extrêmement difficile d'avoir une résistance de contact inférieure à un centième d'Ohm (et elle pourra passer, par la suite, à une valeur cinq fois plus forte, lors du vieillissement du contacteur).

Alors, vous voyez où nous allons ? Dans la position 4 du contacteur de la figure 63, nous espérons avoir mis, entre les points M et D, un résisteur de 0,01 Ω .

Mais, en raison de la résistance de contact, il y a peut-être 0,02 Ω pour un contacteur neuf, et 0,06 Ω quand l'engin a vieilli.

Il en résulte une mesure totalement fautive : l'appareil devrait avoir une échelle 1 A rms ; et voici qu'il va aller à fond pour 0,5 A (au départ) et même pour 0,16 A quand le contacteur aura pris de l'âge. Affreux, n'est-ce pas ?

Et il ne s'agit pas de théorie fumeuse. L'auteur a un contrôleur universel d'une excellente marque, qui fut très bon en 1955, mais qui, maintenant, quand on l'utilise sur son échelle 1 A (continu) dévie à fond pour une intensité qui, selon son humeur, va de 0,1 à 0,8 A.

On améliore un peu les choses en manœuvrant beaucoup de fois, dans un sens et dans l'autre, le contacteur, ce qui nettoie un peu les contacts et diminue les résistances de contact. Mais la précision n'arrive jamais à mieux que 15 ou 20 %. L'engin est donc dans un placard depuis quinze ans, et n'en ressort quasi jamais.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN