

Pratique de l'électronique

3^e PARTIE

(voir H.P. n^{os} 1788 et 1789)

Poursuite de nos investigations autour de l'amplificateur opérationnel.

Nous décrivons ce mois quelques paramètres relatifs aux courants d'entrées, essentiels sur les montages à haute impédance avec quelques records historiques cités et une prise de contact avec un modèle moderne.

Les circuits linéaires

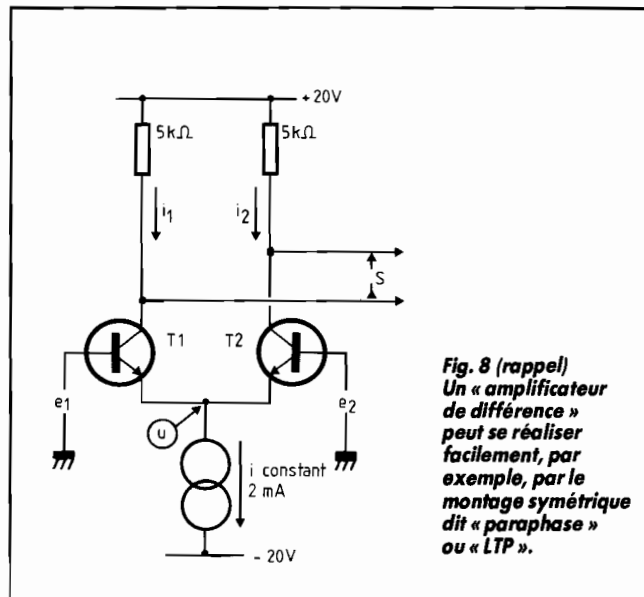


Fig. 8 (rappel)
Un « amplificateur de différence » peut se réaliser facilement, par exemple, par le montage symétrique dit « paraphase » ou « LTP ».

Le « latch-up »

Si nous avons longuement étudié ce phénomène bizarre, c'est parce qu'il intervient dans certains amplificateurs opérationnels, et provoque des comportements tout à fait « inexplicables », qui peuvent même être destructifs.

En effet, le montage de la figure 8, ou un montage équivalent, est presque toujours l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel. Donc, si, pour des grandes tensions d'entrée, le gain peut arriver à s'inverser, on conçoit que « rien ne va plus » dans le montage utilisant l'amplificateur opérationnel.

Il est important de noter que cette « inversion de gain » (qui

correspond à un gain inversé bien moindre en valeur absolue que le gain normal) ne peut se produire que lorsque la source qui attaque une des entrées est capable de fournir un courant important.

Donc, si l'on a le droit de placer un résistor de forte résistance en série avec les deux entrées, on supprime le danger de « latch-up ».

D'où vient ce nom, qui signifie « verrouillage en haut » ? Du fait que, dans un montage utilisant un amplificateur opérationnel, on fait toujours intervenir une « réaction négative ». Si, le gain s'inversant, la réaction devient alors positive, on n'a plus affaire à un système stabilisé, mais à un véritable « basculeur », et le

tout va se trouver bloqué (verrouillé) dans un état intempestif.

Il existe des amplificateurs opérationnels qui sont exempts de « latch-up ». Par exemple, dans le montage de la figure 8, si l'on place (fig. 13) des diodes en série avec les transistors, on supprime le latch-up, puisque les courants dans les résistors de 5 kΩ ne peuvent plus s'inverser.

Cette précaution peut aussi s'appliquer dans le cas des étages d'entrée équipés de transistors à effet de champ (du type J-FET, pas des MOS), car eux aussi peuvent se « transformer » en deux diodes, la jonction entre le drain et la porte (ou grille, ou gate), normalement polarisée en inverse, est conductrice si on la polarise dans le sens passant.

Une histoire de courant d'entrée

Le montage de la figure 8 est très souvent utilisé comme étage d'entrée pour la plupart des amplificateurs opérationnels. Il est donc constitué de deux transistors, aussi identiques que possible, qui peuvent être du type « à effet de champ », soit en J-FET (type « à jonction »), soit en MOS-FET (Metal Oxyde Silicium, à grille isolée).

Pourquoi utiliser ces types de semi-conducteurs ? Tout simplement pour minimiser le courant consommé sur les entrées.

Le « maître mot » est donné ! La troisième qualité de notre amplificateur capable de faire des opérations (après le grand gain, le montage en « amplificateur de différence », à deux entrées) est LA FAIBLE CONSOMMATION DE COURANT SUR LES ENTREES.

Plus nous irons dans l'étude de l'amplificateur, plus nous verrons que le courant consommé sur les entrées est un HORRIBLE DEFAULT des amplificateurs opérationnels. Donc, plus ce courant est petit, meilleur est l'amplificateur (surtout pour certaines applications, car il y en a pour lesquelles cette qualité de faible courant est moins importante). Pourquoi y a-t-il du courant aux entrées ? Tout simplement parce que, si l'étage d'entrée est celui de la figure 8, il faut fournir le courant base des transistors. Si cet étage est constitué de J-FET, il y aura le courant de fuite des grilles de ces derniers (bien plus faible, mais pas nul).

On ira encore plus loin dans la réduction de ce courant en faisant appel aux transistors MOS-FET.

Quelles sont, en réalité, les valeurs de ces courants d'entrée ? Les tout premiers amplificateurs opérationnels, comme le vénérable « 706 », frôlaient le demi-microampère. D'accord, il n'y a pas de quoi faire fondre la connexion, mais, pour de nombreuses applications, c'est mille fois (ou cent mille fois) trop grand.

Une bonne évolution

L'ancêtre qui a la vie trop dure, le « 741 », beaucoup trop utilisé de nos jours, a encore 0,2 μA d'entrée. Mesurons donc ce courant en unités adéquates, en nanoampères (milliardièmes d'ampère) : cela donne 200 nA.

Une première tentative intéressante pour diminuer ce courant fut l'amélioration des transistors d'entrée, arrivant à la classe des amplificateurs opérationnels du type « 101 » (comme le LM 101), dans lesquels le courant passe au-

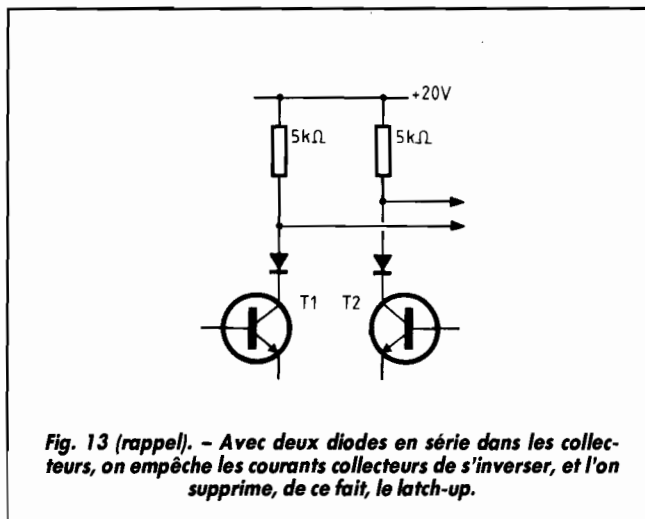


Fig. 13 (rappel). - Avec deux diodes en série dans les collecteurs, on empêche les courants collecteurs de s'inverser, et l'on supprime, de ce fait, le latch-up.

dessous de 100 nA, arrivant souvent à 40 nA ou quelquefois moins.

Puis on en arriva à monter à l'entrée des transistors dits « super-gain ». C'est la série des modèles « 108 », où les courants d'entrée commencent à descendre en dessous de 1 nA.

Ils furent rapidement rejoints puis dépassés par les modèles à J-FET, comme les TL 072 et analogues, qui arrivent facilement au-dessous du dixième de nanoampère.

Puisque l'on descend en dessous de 1 nA (rappelons que 1 nA = 10^{-9} A = un millième de micro-ampère, ou un millionième de milliampère), nous utiliserons donc une unité mille fois plus petite : le « picoampère » (pA) qui vaut, cette fois, 10^{-12} A, soit un milliardième de milliampère.

Donc, avec les modèles à J-FET, on arrive à 100 pA ou moins. Les réalisateurs des amplificateurs opérationnels munis de transistors « super-gain », type « 108 », répliquèrent que les performances des modèles à J-FET étaient « exagérées ».

En effet, si l'on élève la température du composant, le courant de fuite d'un J-FET monte rapidement (théoriquement, il double chaque fois que la température augmente de 8 °C). A l'opposé, comme le gain d'un transistor, classique ou « super-gain », augmente avec la température, le courant d'entrée des modèles « 108 » diminue quand la température monte.

Cela dit, il faudrait tout de même aller sous un climat « super-tropical » pour que le courant d'entrée des modèles « super-gain » tombe en dessous de celui des J-FET.

Quo non descendam ?

En version française, cela donne : « Jusqu'où ne descendrai-je pas ? » C'est le cri de guerre des réalisateurs de modèles à MOS-FET.

L'auteur se rappelle encore le jour où il lut avec stupeur la « pub » d'un amplificateur opérationnel qui allait sortir et qui annonçait, entre autres performances extrêmement alléchantes, un courant d'entrée inférieur au picoampère. C'était une annonce un peu prématurée. Le coup de téléphone donné à l'importateur (avant même d'avoir fini de lire la pub en question) révéla que le produit n'était pas en-

core disponible, que l'on ne savait pas quand il le serait, ni quel en serait le prix.

La réponse ayant été analogue deux mois plus tard, l'auteur conclut alors (à tort) que l'on se trouvait de nouveau en présence d'un « chèque sans provision » (il y en eut de fort nombreux dans ce domaine, la pub prématurée annonçant des produits que le constructeur n'a pas pu réaliser).

Mais, quelques mois plus tard, l'auteur put enfin obtenir un « CA 3130 ». Le premier essai fut d'en mesurer le courant d'entrée : non seulement la pub n'avait pas menti, mais, pour une fois, elle s'était montrée modeste : la valeur était de 0,6 pA. Le rêve, pour quelqu'un qui s'intéresse aux montages à haute impédance !

Fait-on mieux encore ? Oui. Le modèle AD 515 L annonce un courant d'entrée maximal de 75 fA. De quoi s'agit-il ? de « femtoampères », le suffixe « femto », encore peu connu, signifiant 10^{-15} . Autrement dit, cet amplificateur a un courant d'entrée inférieur à un **treizième de picoampère !** Sauvez donc la performance !

Un ampèremètre introuvable

Quand on parle de courants de cet ordre de grandeur, la question que l'on se pose tout de suite est : « Comment peut-on mesurer des intensités aussi faibles ? »

En effet, tous les modèles d'ampèremètres (à cadre ou numériques) déclarent forfait bien avant le nanoampère.

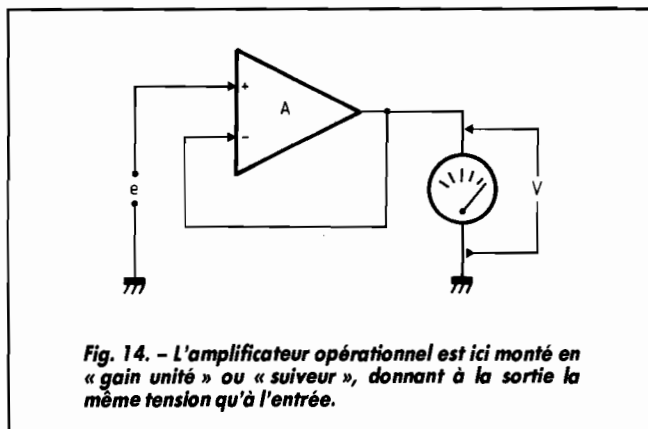


Fig. 14. - L'amplificateur opérationnel est ici monté en « gain unité » ou « suiveur », donnant à la sortie la même tension qu'à l'entrée.

Heureusement, il existe un moyen très simple (mais pas très rapide) pour mesurer ce courant.

Nous allons le décrire en détail, autant pour permettre aux lecteurs de tester leurs amplificateurs opérationnels que pour montrer une application intéressante de ces composants.

Le montage de la figure 14 est, on le sait, un amplificateur de gain unité (ou presque exactement unité). La tension de sortie V « suit » presque rigoureusement celle d'entrée e , car l'amplificateur opérationnel « pilote » sa tension de sortie pour la rendre pratiquement égale à e .

Si l'amplificateur est correctement alimenté, par des tensions positives et négatives par rapport à la masse, l'« asservissement » du potentiel de la sortie à celui de l'entrée « + » se maintient pour une excursion de e allant, par exemple, de -10 V à $+10\text{ V}$. Donc, dans ce domaine de tensions, ce que l'on lit sur le voltmètre connecté en sortie est presque rigoureusement la valeur de e .

Passons maintenant au montage de la figure 15. On y retrouve l'amplificateur opérationnel monté en « suiveur » (gain unité). A l'entrée, la tension e est fournie par un condensateur C .

Le potentiomètre P permet de disposer au point (A) d'un potentiel allant de -2 V à $+2\text{ V}$ par rapport à la masse. Ce point (A) est l'extrémité d'un fil souple avec lequel on pourra toucher le point (B), qui est l'entrée de l'amplificateur.

Il sera ainsi possible de charger C à une tension variant de -2 V à $+2\text{ V}$. Une fois le contact entre (A) et (B) ouvert, le condensateur C est le seul à fournir le courant I_b (on nomme ainsi le « bias current », ou courant de polarisation, autrement dit le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel).

Notons bien que la flèche de gauche à droite figurant sur la connexion d'entrée de l'amplificateur ne signifie nullement que le courant d'entrée va dans le sens de cette flèche. Si c'est le cas (courant « entrant »), il s'exprimera par

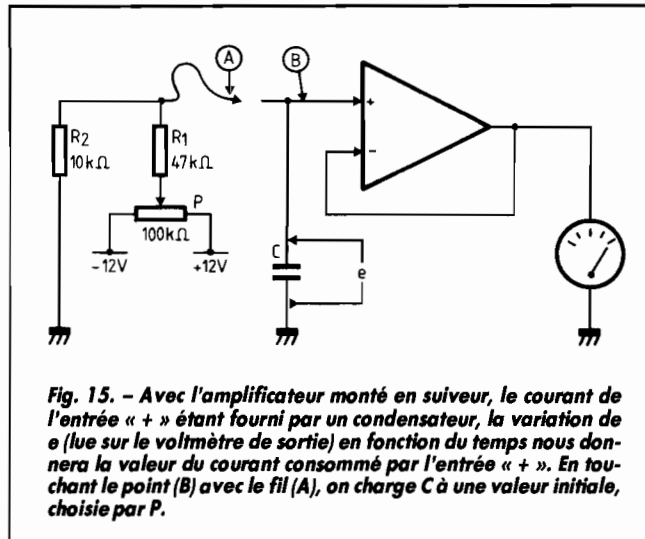


Fig. 15. - Avec l'amplificateur monté en suiveur, le courant de l'entrée « + » étant fourni par un condensateur, la variation de e (lue sur le voltmètre de sortie) en fonction du temps nous donnera la valeur du courant consommé par l'entrée « + ». En touchant le point (B) avec le fil (A), on charge C à une valeur initiale, choisie par P .

un nombre positif. S'il s'agit d'un « courant sortant » (sens opposé à celui de la flèche), la valeur en sera négative.

Tout le secret de la mesure tient dans le fait suivant : comme c'est C qui fournit I_b , la variation de la tension e aux bornes de C sera liée à ce courant par la loi bien connue :

$$I_b = -C \, de/dt$$

En d'autres termes, le courant (en ampères) s'obtiendra en multipliant la capacité du condensateur (en farads) par la vitesse de décharge de/dt (en volts par seconde).

Or, à chaque instant, on connaît e , puisque cette valeur est « recopiée » sur le voltmètre, donc, avec un chronomètre, on peut mesurer facilement la vitesse de variation de e en fonction du temps. Comme on connaît la valeur de C , on en déduit celle du courant I_b .

Exemple de mesure

Supposons que C ait une capacité de 470 pF , soit :

$$4,7 \cdot 10^{-10}\text{ F}$$

En touchant le point (B) avec l'extrémité (A) du fil souple, nous avons porté la tension lue sur le voltmètre à $+0,7\text{ V}$.

Nous guetons le voltmètre, chronomètre en main. Quand la tension lue passe par $0,80\text{ V}$ exactement, nous met-

tons en route le comptage des secondes.

Au moment où la tension lue passe par $+1,00\text{ V}$, nous arrêtons le chronomètre : il indique 13 s .

La vitesse de montée de/dt est donc de $0,2\text{ V}$ en 13 s soit :

$$0,2 / 13 = 1,54 \cdot 10^{-2}\text{ V/s}$$

On en déduit que I_b est sortant (sens opposé à la flèche sur la figure 15) puisque e augmente, et que sa valeur est :

$$4,7 \cdot 10^{-10} \times 1,54 \cdot 10^{-2} = 7,2 \cdot 10^{-12}\text{ A ou } 7,2\text{ pA}$$

Difficultés et raffinements

Quand on fait une mesure de ce type pour la première fois, on découvre qu'il se passe des choses bizarres.

D'abord, quand on touche le point (B) avec le fil (A), on lit une certaine tension sur le voltmètre, et, dès l'instant où l'on rompt le contact, il arrive que la valeur lue fasse un saut « inexplicable ».

Cela tient aux « tensions de contact » : quand on ouvre un circuit, il se peut qu'une tension parasite intervienne, surtout si les métaux qui se touchaient sont différents.

On pourrait penser à l'utilisation d'un interrupteur pour remplacer la solution trop « bricolée » du fil souple amené en contact. C'est faisable, à condition de trouver un interrupteur de haute classe, d'un isolement parfait à l'état ouvert.

Un modèle possible est un « interrupteur à lames souples », nommé « ILS » (ou « relais REED » en Amérique). Il s'agit d'une petite ampoule qui se présente comme le montre la figure 16, contenant deux lames souples en métal magnétique. Si on en approche un aimant convenablement orienté, l'attraction magnétique des lames les fait se coller, établissant le contact.

Avec un tel « relais », il n'y a pratiquement pas de « tension de contact » à l'ouverture, et, en général, l'isolement est très élevé.

Pour vérifier que ledit isolement est bon, on observe le voltmètre une fois que le contact a été ouvert (en éloignant l'aimant de l'ILS) et on manœuvre le potentiomètre P dans un sens puis dans l'autre. Si cette manœuvre n'a aucune influence sur le rythme de variation de la tension de sortie, on peut en conclure que l'isolement de l'ILS ouvert est bon.

Danger : expérimentateur à haut potentiel !

Une autre surprise attend celui qui fait la mesure de courant par la méthode indiquée. Il se peut que la tension de sortie

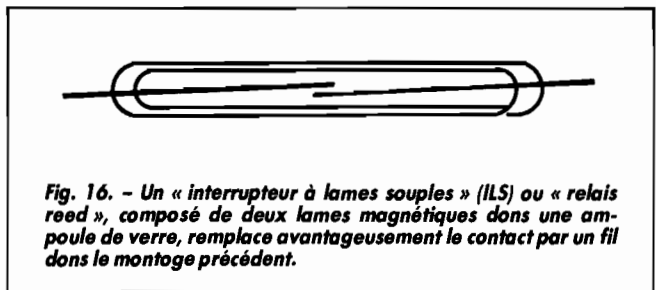


Fig. 16. - Un « interrupteur à lames souples » (ILS) ou « relais reed », composé de deux lames magnétiques dans une ampoule de verre, remplace avantageusement le contact par un fil dans le montage précédent.

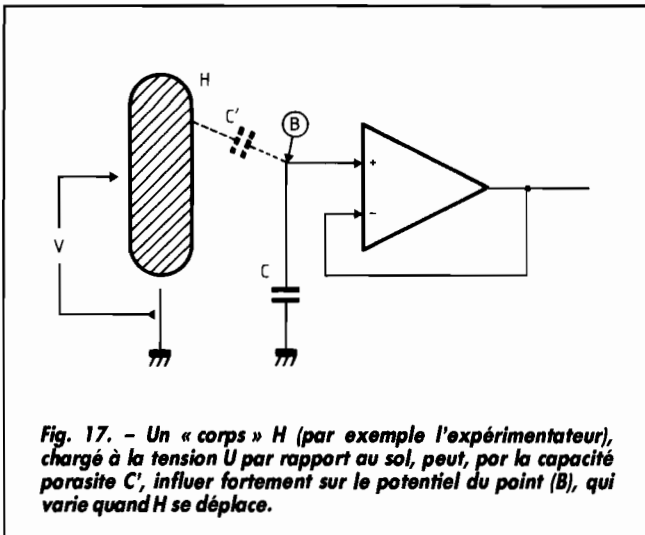


Fig. 17. - Un « corps » H (par exemple l'opérateur), chargé à la tension U par rapport au sol, peut, par la capacité parasite C', influencer fortement sur le potentiel du point (B), qui varie quand H se déplace.

présente des variations bizarres quand la main de l'opérateur s'approche ou s'éloigne du montage, ou, encore bien plus, si celui qui réalise la mesure fait quelques pas en s'éloignant (ou en se rapprochant) du montage.

C'est tout simplement dû à l'influence électrostatique. En effet (fig. 17), l'opérateur peut être assimilé à un conducteur H isolé de la terre, et chargé, par rapport à celle-ci à une tension U.

Or, entre le dit expérimentateur H et le point (B), il y a un « condensateur », C' (capacité parasite). L'ensemble C'-C constitue un « diviseur de tension capacitif » (nous y reviendrons). Si C était, au départ, totalement déchargé, quand H est assez près pour que C' ne soit plus nul, ce diviseur provoque une charge de C à la tension :

$$U \times C / (C+C')$$

Autrement dit, un expérimentateur chargé à 2 000 V (valeur tout à fait possible) par rapport à la terre, présentant par rapport au point (B) une capacité parasite C' de 0,1 pF, alors que C vaut 470 pF, va charger C à :

$$2\,000 / 4\,700 = 0,43\text{ V}$$

Et encore, nous avons supposé U = 2 000 V, or des essais faits par l'auteur montrent qu'une personne « normale », sur une moquette synthétique, par temps sec, peut acquérir un potentiel de 25 000 V par rapport à la terre. Encore une

victime de son excès d'isolement (électrique) ! On s'en aperçoit tout de suite quand on touche une poignée de porte.

En particulier dans les immeubles de New York, où l'on aime bien l'air conditionné très sec et les moquettes en acrylique, on passe sa vie à sursauter quand on touche une porte d'ascenseur. Les New-Yorkais, qui sont conditionnés à ces chocs depuis leur tendre enfance, n'y font plus attention, et, quand ils vous voient bondir, il y en a qui rient en disant « Hi hi : a foreigner ! » (cela ne console pas).

Comment se défendre contre ces influences ? En se déchargeant. Les marchands de composants vendent des « bracelets de décharge » prévus pour la manipulation des circuits C-MOS.

Vous pouvez aussi relier le bracelet métallique de votre montre à un fil, qui vous relie à la terre, par l'intermédiaire d'une fiche banane facilement débrochable. On évite ainsi d'entraîner tout le matériel par terre quand, ayant été appelé au téléphone, on part en oubliant que l'on a un fil... à la main.

Petit détail : dans le fil qui vous relie à la terre (une connexion reliée à un robinet d'eau), interposez toujours un résistor d'une résistance de 100 k Ω ou plus. Vous vous déchargerez tout aussi bien, et si, par hasard, vous touchez le fil de phase du secteur, on

n'aura pas besoin d'aller prévenir... votre veuve.

Une installation de mesure

Un bon moyen pour procéder à ces mesures consiste à placer, sur votre table de laboratoire, une plaque de stratifié pour circuit imprimé, du type « époxy », simple face, le cuivre en dessous.

Le cuivre en question est relié à une connexion de terre, comme votre « bracelet de décharge » (via 100 k Ω ou plus). Vous aurez alors supprimé tout champ électrique parasite, et les phénomènes bizarres décrits plus haut disparaîtront, votre montage cessera de jouer le détecteur de proximité.

Il reste une vérification à faire : le courant que l'on a mesuré par la vitesse de/dt n'est-il dû qu'au courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel ? En effet, votre condensateur peut ne pas être parfait, il a peut-être une fuite intérieure, qui le décharge.

Il convient, bien sûr, de prendre un bon condensateur, par exemple au « mylar » ou, de préférence, au « styroflex ». Mais il est assez facile de voir s'il est aussi bon qu'on l'espère.

Supposons que, dans un premier essai, on ait trouvé un temps de 13 s pour que la tension de sortie (égale à e) passe de +0,80 V à +1,00 V. Nous allons recommencer la mesure, en portant, grâce au potentiomètre P, le potentiel de B, au moment de la rupture du contact entre (A) et (B), à une valeur de négative (par exemple -1,5 V). Nous mesurerons le temps mis par la tension de sortie pour passer de -1,00 V à -0,80 V.

Si nous trouvons de nouveau une valeur proche de 13 s, c'est parfait : le condensateur n'a pratiquement aucune fuite. Mais, si le temps est de 5 s seulement, c'est mauvais signe.

En effet, un condensateur qui se décharge sous l'influence d'une fuite interne a toujours une tension à ses bornes qui diminue en valeur absolue.

Donc, quand le point (B) est négatif par rapport à la masse, l'effet de I_b , allant dans le sens opposé à la flèche sur la figure 15, ajoute son effet à la décharge propre du condensateur.

Celui-ci, quand e est positif (valeur moyenne +0,9 V), est chargé par I_b et déchargé par son courant de fuite I_o , donc la valeur de 7,2 pA correspond à $I_b - I_o$; quand e est négatif et vaut -0,9 V en moyenne, C est déchargé par son courant de fuite et par I_b .

Le courant correspondant à un de/dt de 0,2 V en 5 s (on trouve facilement qu'il vaut 18,8 pA) correspond, alors à la somme $I_b - I_o$.

On peut, évidemment, faire les deux mesures, les deux calculs, et obtenir I_b par la demi-somme de 7,2 et 18,8 pA, soit 13 pA.

Le plus simple est d'utiliser la seconde mesure (avec e négatif) pour voir si elle recoupe bien la première, et, si ce n'est pas le cas, de chercher un autre condensateur qui n'ait pas de fuite.

Les astuces de mesure

Ce que nous venons de faire là est courant en physique, où l'on dit « faire des mesures justes avec des instruments faux ». L'idée, comme dans la « double pesée », est de forcer l'instrument qui ment à nous montrer de quelle façon il ment, pour corriger ce qu'il nous dit.

Les essais que nous avons faits pour connaître le courant I_b commencent à faire partie des mesures dites « électrométriques », autrement dit, des mesures « à courant zéro », où l'on doit se battre sans cesse contre toutes les causes perturbatrices, contre les fuites, les influences électrostatiques.

Le problème clef est celui des isolants. Un bon isolant pour l'électrométrie doit être vérifié, et nous reviendrons sur le sujet. En particulier, on doit voir comment il se comporte en présence d'humidité.

Par exemple, on prend un échantillon de l'isolant en

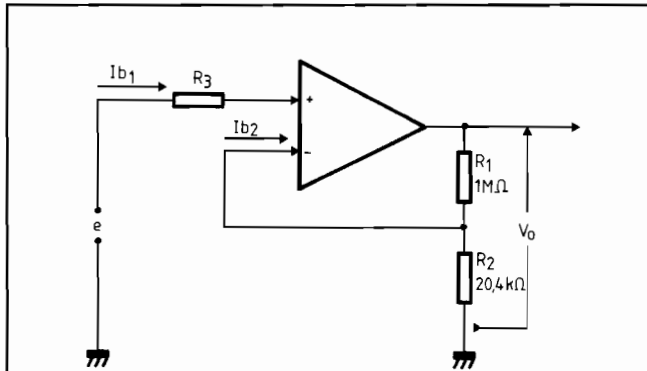


Fig. 18. - En donnant au résisteur R_3 une résistance égale à la résistance équivalente de la source qui commande l'entrée « - », on réduisait l'effet des courants d'entrée, dans la mesure où les deux courants étaient voisins.

question, et on souffle son haleine sur lui. Généralement, en raison de l'humidité contenue dans l'air expiré, la résistance d'isolement s'effondre. On regarde alors comment elle varie par la suite.

Si on la voit rester basse puis remonter d'un coup à une valeur très élevée, c'est bon signe : la baisse d'isolement était due à la présence d'un film d'eau condensée en surface, et, dès que ce film s'est trouvé rompu par évaporation, on a retrouvé la résistance élevée.

A l'opposé, si la résistance remonte lentement, cela indique que l'humidité a pénétré dans l'épaisseur de l'isolant, et

En consultant les notices de ces composants, on trouve généralement la valeur du « courant d'offset », qui est la différence de ces courants. Pourquoi est-ce intéressant de connaître cette différence ?

Parce que, **autrefois** (ici l'auteur avance un peu son opinion personnelle, qui ne sera peut-être pas admise par tous), cette valeur comptait. En effet, avec des courants I_b de l'ordre de 200 nA ou plus, on devait s'ingénier à en minimiser l'effet nocif.

De là le principe qui voulait que les impédances des circuits commandant les deux entrées soient les mêmes. Ainsi, l'effet perturbateur des courants d'entrée se traduisait par une variation de tension égale sur les deux entrées.

Prenons un exemple numérique. Soit un bon vieux fossile, un $\mu A 741$, ayant, par exemple, 400 nA de I_b (le maximum est 500). Montons-le en amplificateur de gain 50, comme l'indique la figure 18.

L'entrée « - » est commandée par le diviseur de tension R_1 - R_2 . Or, on sait (ou on devrait savoir, car c'est très utile) que la transformation de Thévenin (fig. 19) permet de remplacer une source de tension V_0 suivie d'un diviseur de tension, fournissant sa sortie sur les bornes (M) et (S), par une source de force électromotrice (FEM) :

$$V_0 R_2 / (R_1 + R_2)$$

dont la résistance interne correspond à la mise en parallèle de R_1 et de R_2 .

Donc, notre diviseur de la figure 18 correspond à une source de FEM $V_0/50$ et de résistance interne correspondant à 1 MΩ en parallèle sur 20,4 kΩ, soit exactement 20 kΩ.

Or, dans 20 kΩ, un courant de 400 nA produit une chute de tension de 8 mV. Si l'amplificateur est parfait par ailleurs, s'il n'a pas de « tension d'offset d'entrée » (nous reviendrons un peu plus loin sur ce point), quand on applique une tension d'entrée e nulle (on suppose R_3 nulle), le courant de 400 nA de l'entrée « - » introduira sur cette entrée une chute de tension de 8 mV.

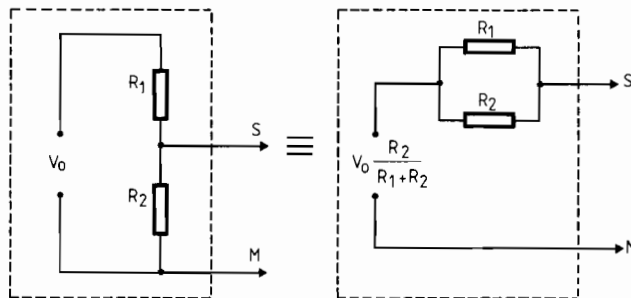


Fig. 19. - Une source alimentant un diviseur de tension se comporte, entre les points (S) et (M), exactement comme une autre source, de force électromotrice $V_0 R_2 / (R_1 + R_2)$, dont la résistance interne est égale à la mise en parallèle de R_1 et de R_2 . C'est ce que l'on appelle la « transformation de Thévenin », d'une extrême utilité pour simplifier de nombreux calculs.

qu'elle en repart progressivement. C'est mauvais signe, et il faut changer de type d'isolant.

Dans ces domaines de l'électrométrie, les bons isolants sont peu nombreux, citons essentiellement le « Téflon », le « mylar », le « Plexiglas » et le « styroflex » (il se peut que plusieurs de ces noms soient des marques déposées).

Les deux courants d'entrée

Jusqu'ici, nous n'avons parlé que DU courant d'entrée, ce paramètre nommé I_b , que l'on souhaite aussi petit que possible, or il y a DEUX entrées dans un amplificateur opérationnel.

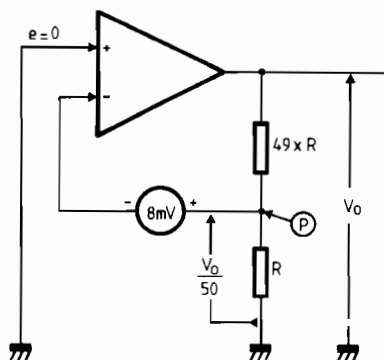


Fig. 20. - Le courant consommé par l'entrée « - » introduit une tension parasite, comme si l'on avait interposé une source de 8 mV entre le point (P) et l'entrée « - », d'où l'intérêt d'avoir des courants d'entrée aussi petits que possible.

Autrement dit, tout se passe comme si, avec un amplificateur parfait, sans courant d'entrée, nous avons réalisé le montage de la figure 20, comportant une source de tension « parasite » de 8 mV entre le point (P), sortie du diviseur de tension de rapport 50, et l'entrée « - ».

Celle-ci étant au potentiel de l'entrée « + », soit zéro, le point (P) doit donc être à + 8 mV, ce qui implique que V_0 , qui vaut 50 fois le potentiel de (P), vaille 400 mV, soit 0,4 V, alors qu'il devrait être nul. Très ennuyeux, n'est-ce pas ?

L'équilibre des résistances

Alors, on recommandait (cet imparfait est toujours une façon pour l'auteur d'exprimer son point de vue) de faire en

sorte que le circuit de commande de l'entrée « + » ait la même résistance interne que celui qui commande l'entrée « - ».

En effet, si les deux courants d'entrée sont très voisins, les effets perturbateurs de ces courants feront intervenir DEUX sources « parasites » de 8 mV, une sur chaque entrée, et leurs influences se détruiront.

On peut obtenir (à peu près) cette valeur de résistance interne pour l'entrée « + » en plaçant, en série dans cette entrée, un résistor R_3 de 20 k Ω .

Pourquoi « à peu près » ? Parce que la source qui fournit la tension e peut « avoir la résistance interne » et qu'on ne sait pas, *a priori*, à quel point elle en est « atteinte ». Si elle « souffre » de 25 k Ω de résistance interne, la présence de R_3 va donc porter à 45 k Ω la résistance interne totale, et le

remède sera pire que le mal. Reconnaissons, toutefois, qu'il y a des cas où l'on connaît exactement les résistances internes des sources qui commandent les entrées « + » et « - » d'un amplificateur opérationnel. Il est alors possible de corriger ces résistances pour les rendre égales.

Mais, plutôt que de compenser une perturbation par une autre, il nous semble bien plus logique de réduire la perturbation.

Autrement dit, un amplificateur opérationnel ayant, par exemple, des courants d'entrée de 80 pA sur l'entrée « + » et 200 pA sur l'entrée « - » (soit une énorme différence relative de courants), nous semble bien supérieur à un autre qui aurait des courants d'entrée de 41 nA sur une entrée et 41,3 nA sur l'autre, c'est-à-dire un appariement quasi parfait des courants d'entrée.

Actuellement, comme on peut avoir pratiquement la valeur que l'on souhaite comme limite des courants d'entrée, la technique de correction des effets de ces courants par appariement des résistances internes des circuits de commande nous semble totalement archaïque.

C'est pourquoi l'auteur est toujours si étonné de voir, dans des descriptions actuelles, revenir, comme une pièce fautive ou un fantôme, ce vénérable ancêtre de 741 μ A, alors que l'on dispose pour le même prix des types TL 071, TL 072 et TL 074 (respectivement simple, double et quadruple amplificateur opérationnel) avec des courants d'entrée mille fois plus petits, et d'autres performances très supérieures. Il doit s'agir d'un effet pernicieux de la « tradition ».

(A suivre)

J.-P. GEMMICHEN

B L O C - N O T E S

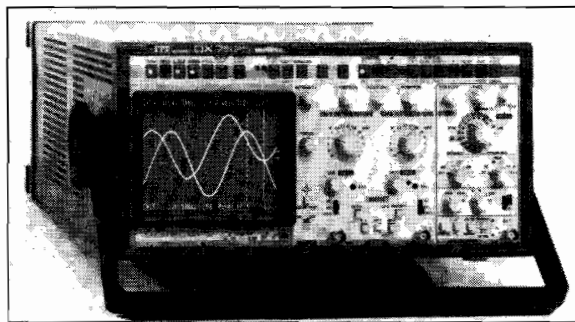
L'OSCILLOSCOPE NUMERIQUE METRIX DIGISCOPE OX 7525

Le Digiscope Metrix OX 7525, conçu sur les bases d'un oscilloscope 2 x 20 MHz, est caractérisé par de nombreuses fonctions de déclenchement (alterné, crête à crête, TV interne, externe, etc.), il répond aux exigences les plus sévères.

Il est équipé de quatre mémoires buffers distinctes, d'une capacité de 8 Ko, soit en tout 32 Ko.

Les possibilités de stockage sont variées et de grand volume. A tout instant on pourra utiliser deux mémoires pour l'acquisition et deux mémoires pour la référence. A la limite, l'utilisateur n'utilise qu'une seule mémoire d'acquisition pour avoir trois mémoires de référence, qu'il pourra visualiser deux par deux ou une à une.

La fréquence d'échantillonnage est de 20 MS/s, comportant également une fonction



« Glitch Capture » pour la détection de parasites dont la durée atteint 50 ns. A l'autre extrémité de la gamme, l'instrument comporte une gamme de 200 s/div., c'est-à-dire de 2 000 s pour le parcours horizontal de l'écran (plus d'une demi-heure !). On présume immédiatement les nombreuses applications dans les domaines mécaniques ou thermiques.

Les modes d'acquisition sont celles d'un DSO digne de ce

nom : Roll, Refresh, Monocoup, étendu par le mode enveloppe, utile à la détection de signaux courts. Le prédéclenchement a des très larges possibilités.

Les possibilités d'analyse sont d'autant plus grandes que le Digiscope est équipé d'un « read-out » très étendu et d'un système de deux curseurs commutables en position verticale ou horizontale. Les caractéristiques numériques du Digiscope ont été

élargies, en plus, à l'addition et la multiplication des signaux mémorisés.

Le Digiscope Metrix OX 7525 est pourvu d'une double possibilité de sortie avec :

- recopie d'écran :

- soit sur table traçante par une sortie linéaire 7 broches avec commande plume adaptée à une table traçante Metrix TX 7030 par exemple ;

- soit sur plotter par un interface RS 232 ou un interface IEEE 488 à protocole HPGL. Le plotter Metrix TX 7130 peut être directement connecté à cet interface.

Il fait partie de l'équipement standard du Digiscope OX 7525 ;

- transfert des données sur ordinateur (PC) et programmation des fonctions mémoire par interface RS 232 ou IEEE 488.