

Les comparateurs

Il existe une catégorie de circuits intégrés dont on parle peu et que l'on connaît relativement mal, malgré l'importance de ces circuits : les comparateurs.

Beaucoup de gens, voyant sur un schéma un symbole en petit triangle, se disent qu'il s'agit de quelque chose de très proche d'un amplificateur opérationnel, alors que le comparateur est assez différent de ce dernier dans sa structure et très différent de lui en ce qui concerne son emploi. En particulier, il est presque toujours utilisé « en boucle ouverte », ce que l'on fait très rarement avec les amplificateurs opérationnels (à moins que l'on ne leur fasse jouer le rôle d'un comparateur, ce pour quoi ils sont assez mal adaptés).

Le comparateur, clef du volt-mètre numérique, est un élément fondamental de nombreux montages, car il est un des intermédiaires indispensables (des gens plus « branchés » que l'auteur diraient « incontournables ») entre la partie analogique et la partie logique d'un ensemble.

Comme, dans de nombreux cas, les notices techniques des comparateurs sont loin de dire tout ce qui est nécessaire à leur emploi, il semble utile de détailler ici un sujet qui est souvent traité trop vite.

Comment se présente l'engin

Dans un schéma, un comparateur a souvent le même symbole qu'un amplificateur opérationnel : un petit

triangle, avec deux entrées — l'une nommée « + » et l'autre « - » — une sortie et deux connexions d'alimentation.

En fait, si l'on va y voir de plus près, on trouve souvent trois connexions d'alimentation, car, en plus du V_{S+} et du V_{S-} , il y a souvent la masse (sans parler d'une autre connexion, souvent présente dans les comparateurs, dite « strobe », sur laquelle nous reviendrons).

En effet, la sortie d'un comparateur est prévue pour attaquer des logiques, elle est, presque toujours, en « tout ou rien », et il faut que les niveaux de ce « tout » et de ce « rien » soient bien connus.

Dans de nombreux comparateurs, la sortie est faite sur le collecteur d'un transistor, qui peut être un simple « collecteur ouvert », comme le montre la figure 1 (relative au quadruple comparateur LM 339, qui n'a que deux connexions d'alimentation, un « V_{S+} » et la masse).

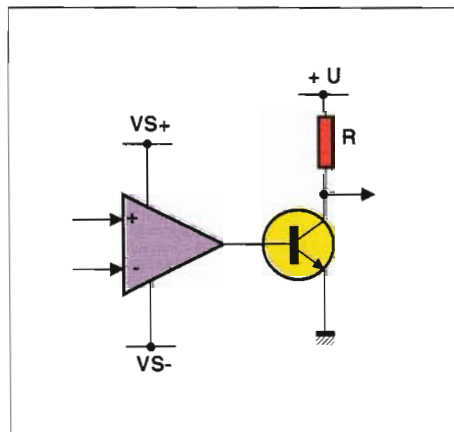


Fig. 1. – Dans un comparateur, l'étage de sortie est souvent un transistor en « collecteur ouvert » : il lui faut un résistor de « tirage », qui le relie au + U ; on définit ainsi les niveaux logiques de sortie.

Il faut alors relier cette sortie à un point à potentiel positif + U par un résistor R pour que le circuit fonctionne. Sa sortie sera donc au potentiel zéro (ou presque) si l'entrée « + » est positive par rapport à l'entrée « - », au potentiel + U dans le cas contraire.

Il est à signaler que les notices des comparateurs sont d'un « mutisme » surprenant sur la nécessité de ce résistor de « tirage haut » en sortie du comparateur. Sur plusieurs schémas d'application, ce résistor n'est même pas présent, or, à part

quelques exceptions, un comparateur **NE FONCTIONNE PAS** sans ce résistor entre sa sortie et un point à potentiel positif !

Dans d'autres comparateurs, comme les LM 311 et LM 319, le circuit de sortie est un ensemble complexe de transistors, qui est presque équivalent à un transistor N-P-N unique, dont l'émetteur est également relié à une broche du circuit, comme le représente la figure 2. Le collecteur du transistor est nommé « sortie », car, le plus souvent, on met son émetteur à la masse et l'on relie ce collecteur à un point à potentiel + U, comme dans le cas de la figure 1. Pour la même raison, l'émetteur du transistor est nommé « masse », puisqu'on le relie très souvent à la masse.

Dans certaines notices, on dit que le comparateur possède alors deux sorties, S_1 et S_2 . Il arrive (et nous en verrons un exemple) qu'on les utilise toutes les deux,

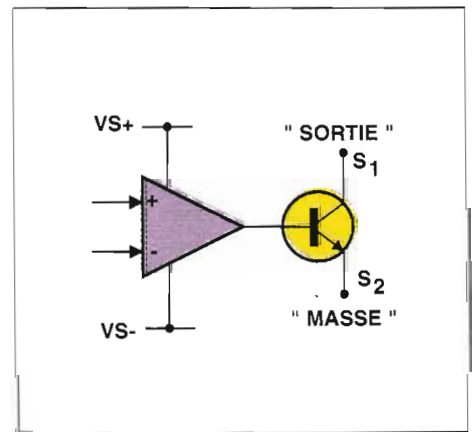


Fig. 2. – On peut considérer que les comparateurs ont quelquefois deux sorties : S_1 sortie « normale » sur le collecteur du transistor de sortie, S_2 sortie sur l'émetteur de ce transistor.

mais, le plus souvent, on n'en emploie qu'une. On peut alors :

- mettre la sortie S_2 (l'émetteur du transistor) à la masse et alimenter S_1 (collecteur du transistor) à travers un résistor R depuis une source de tension + V (fig. 3a) : la sortie du comparateur sera alors au niveau zéro ou au niveau + U ;
- relier la sortie S_1 presque directement au +U (le résistor R' a une faible résistance) et prélever la sortie sur l'émetteur du transistor (fig. 3b) relié à la masse par un résistor R. Ici, le résistor R', de 150

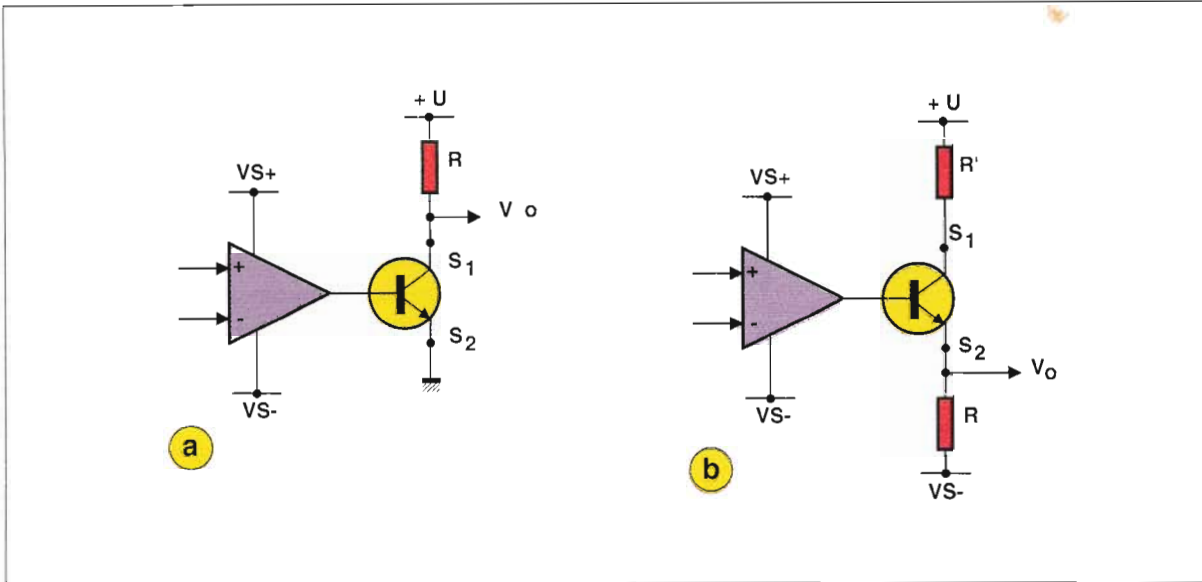


Fig. 3. – Dans la majorité des cas, la sortie S_2 (émetteur du transistor) est reliée à la masse (a), c'est sur S_1 que l'on recueille la tension de sortie. Mais, si l'on veut prélever la tension de sortie sur S_2 (b), il faut cependant un résistor de faible valeur entre S_1 et le $+U$, pour protéger le transistor de sortie.

à 220Ω , sert à protéger le transistor de sortie, en cas de court-circuit de la sortie vers la masse.

Les notices disent que si l'on utilise le montage (b), il faut considérer que les entrées « + » et « - » sont permutées. En effet, la sortie d'un comparateur est normalement :

— au niveau haut si le potentiel de l'entrée « + » est supérieur à celui de l'entrée « - » ;

— au niveau bas si le potentiel de l'entrée « + » est inférieur à celui de l'entrée « - ».

Comme c'est le montage de la figure 3 (a) qui est le plus utilisé, les noms des entrées « + » et « - » sont choisis de telle sorte que, quand le potentiel de l'entrée « + » est supérieur à celui de l'entrée « - », le transistor de sortie est bloqué. Donc, dans ce cas, la sortie du montage de la figure 3 (a) est haute, alors que celle du montage de la figure 3 (b) est basse.

C'est la raison pour laquelle la sortie S_2 est souvent nommée « masse ».

Et si les entrées sont presque au même potentiel ?

Celui qui voit le fonctionnement du comparateur se demande forcément comment la sortie de ce dernier passe du niveau bas au niveau haut.

Il n'y a pas, en général, de basculement selon un processus « cumulatif » (nous verrons plus loin comment on peut y arriver), donc, il y aura forcément des états « intermédiaires » qui se présenteront lorsque les potentiels des entrées « + »

et « - » seront suffisamment proches. En fait, pour que l'on arrive dans lesdits états, il faudra qu'il y ait une différence de potentiel très faible (moins de 5 mV) entre les deux entrées, le gain global d'un comparateur étant presque aussi élevé que celui d'un amplificateur opérationnel en boucle ouverte.

Comme pour un amplificateur opérationnel, c'est la **différence** des deux tensions d'attaque e_1 et e_2 (fig. 4) qui compte, à condition, bien entendu, que e_1 et e_2 soient toutes les deux dans une certaine plage de tension « autorisée », définie en général par rapport aux valeurs des tensions d'alimentation VS^+ et VS^- .

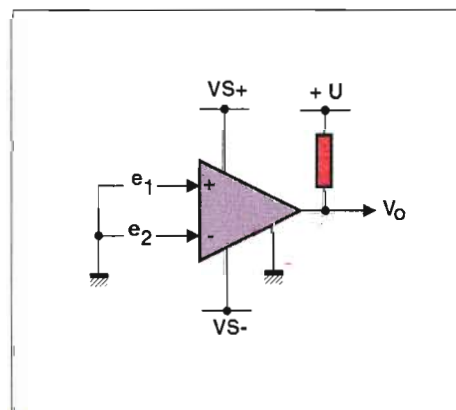


Fig. 4. – C'est la différence des deux tensions e_1 et e_2 , et cette différence seule, qui commande la tension de sortie.

Quand cette différence est suffisamment faible, le transistor de sortie est partiellement débloqué et la tension de sortie du montage de la figure 4 pourra être comprise entre 0 et $+U$. Signalons tout de suite que c'est un régime

qui peut être « malsain » et qui provoque souvent une entrée en oscillations du comparateur.

Un comparateur n'est pas « allergique à la saturation »

On voit là une des premières différences entre le comparateur et l'amplificateur opérationnel. Ce dernier fonctionne normalement en régime linéaire, du fait de la boucle de réaction négative, allant de sa sortie à son entrée « - », donc sa tension de sortie reste dans les limites du fonctionnement linéaire. On ne l'utilise que rarement dans son régime saturé, la tension de sortie allant alors « en butée », haute ou basse.

Un amplificateur opérationnel « n'aime pas » du tout fonctionner en régime de saturation, et il est facile de s'en rendre compte en faisant le montage de la figure 5. L'amplificateur opérationnel A est utilisé ici « en boucle ouverte ». Il suffit donc d'une minuscule tension continue u (positive ou négative), de quelques millivolts, pour l'amener à saturation, sa sortie allant alors « en butée », haute ou basse.

Le plus souvent, on peut même relier l'entrée « - » à la masse, la tension « d'offset » de l'amplificateur opérationnel étant suffisante pour l'amener en saturation.

On attaque alors l'entrée « + » avec le générateur G. On pourrait s'attendre à voir la sortie V_0 réagir dès que la tension donnée par G dépasse une valeur minuscule. En fait, il faut pousser notablement la tension de G, surtout à 10 ou 50 kHz, pour

voir apparaître une composante alternative à la fréquence de G dans la tension V_o .

Cela s'explique par le fait que l'amplificateur opérationnel, saturé au départ, a un temps de désaturation important, donc qu'il ne réagit pas vite à la tension de G , à moins qu'elle ne soit relativement importante ou à fréquence très basse.

Si vous faites la même expérience avec un comparateur, vous obtiendrez bien plus facilement une réaction de la tension de sortie V_o , car la structure du comparateur fait qu'il n'a qu'un temps de désaturation très court. Le comparateur est fait pour fonctionner en « tout ou rien », donc le constructeur a pris soin de le réaliser de telle sorte que le circuit ne mette pas « des heures » (enfin... plusieurs microsecondes) à se désaturer quand la variation des tensions d'entrée l'exige.

Un « mauvais comparateur »

Ce qui précède montre que l'amplificateur opérationnel, précieux dans bien des domaines, donnera des résultats décevants si on l'utilise en comparateur, à moins que :

— on ne soit pas pressé (le temps de désaturation est élevé) ;

— on s'accommode d'une tension de sortie importante, qu'il faudra écrêter par la suite, pour l'appliquer à des entrées de circuits logiques sans les détériorer.

Généralement, la bande passante d'un comparateur est supérieure à celle d'un amplificateur opérationnel. Ce dernier n'est donc pas fait, normalement, pour servir de comparateur et ne donnera que des résultats médiocres si on l'utilise comme tel. En plus, la nécessité de « calibrer » la tension de sortie, pour l'amener aux niveaux logiques requis, compliquera la circuiterie.

L'entrée « strobe »

Nous avons évoqué plus haut la connexion « strobe » de certains comparateurs. Elle peut être séparée, simple, double ou combinée avec les entrées de « correction d'offset ». Revenons sur ce détail.

Comme pour les amplificateurs opérationnels, il est difficile d'éviter une petite dissymétrie des deux transistors constituant l'entrée du comparateur. Il en résulte que ce n'est pas exactement pour $e_1 = e_2$

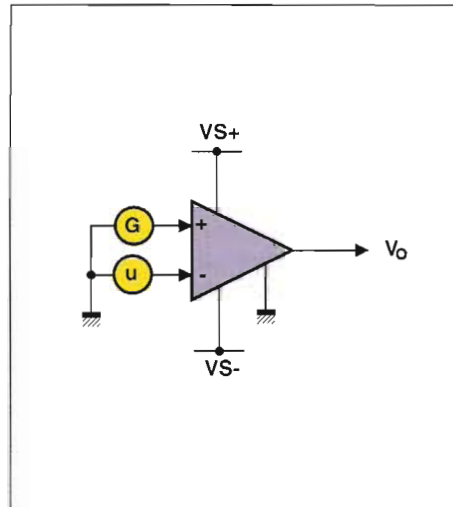


Fig. 5. – En faisant ainsi fonctionner un amplificateur opérationnel, qui va de temps en temps en saturation, on voit à quel point il est lent à se désaturer.

(fig. 4) que la sortie bascule de 0 à $+U$: ce basculement a lieu quand la différence $e_1 - e_2$ passe par une valeur très petite (quelques millivolts), mais non nulle.

Cette petite tension se nomme « offset ». On peut la négliger, mais il y a des comparateurs qui permettent de la corriger. Ils comportent alors deux connexions, C et C', que l'on relie généralement aux deux extrémités d'un potentiomètre P, comme le montre la figure 7. On relie le curseur de P au VS^+ , et, en ajustant la position de ce curseur, on arrive à minimiser la tension d'offset.

Il ne faut pas oublier que, comme dans le cas des amplificateurs opérationnels, cette compensation n'est valable qu'avec des tensions d'alimentation données, à une température donnée. Elle est cependant utile pour certaines applications.

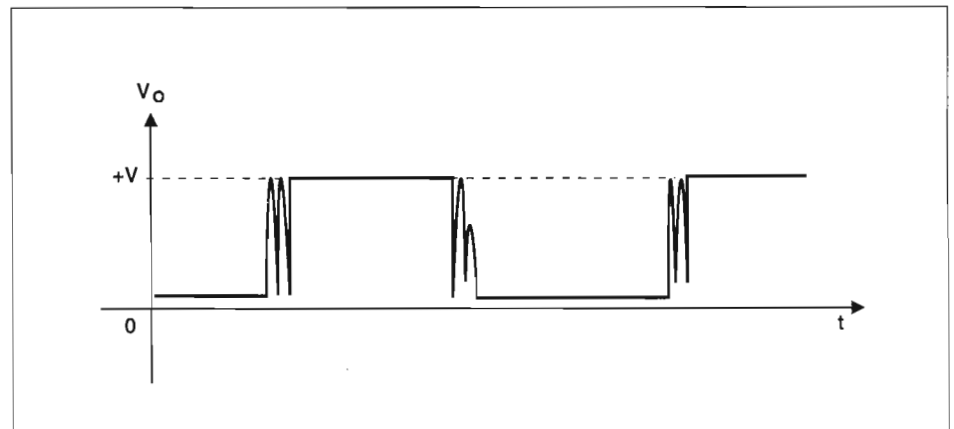


Fig. 6. – La sortie d'un comparateur, attaqué sur une entrée par une tension sinusoïdale basse fréquence, peut comporter, à chaque transition, des oscillations parasites.

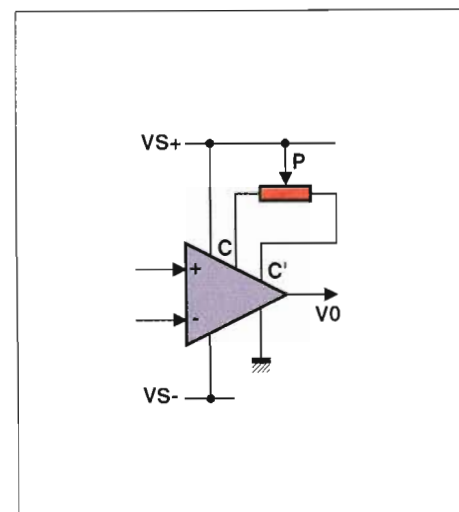


Fig. 7. – Les comparateurs ont souvent deux connexions C et C', permettant de corriger leur offset. L'une d'entre elles sert souvent de commande « strobe » (blocage de la sortie).

Dans un comparateur comme le LM 311, l'une de ces connexions de correction d'offset sert en même temps de « strobe ». Il s'agit d'une commande logique (commande en « tout ou rien »), qui permet de ramener à zéro la sortie du comparateur. Attention : suivant les modèles de comparateurs, cette commande peut se faire de façons très différentes. Dans le LM 711, on attaque les entrées « strobe » par des niveaux TTL (0 à 0,8 V pour le niveau bas, 2, 4 à 5 V pour le niveau haut). Dans le LM 311, si vous reliez la commande « strobe » à la masse, vous tuez le circuit : il faut commander cette entrée par une source de courant.

A quoi sert cette commande ? A permettre la mise « hors service » du comparateur. Si ce dernier doit commander une fonction donnée quand sa sortie passe au niveau haut, on peut « inhiber » ce fonc-

tionnement en agissant sur la commande « strobe ». Par exemple, quand le comparateur est utilisé pour commander un signal d'alarme, on peut employer la commande strobe pour introduire une temporisation. Pendant que la commande de strobe est appliquée, le comparateur ne peut commander l'alarme. Quand la commande de strobe est coupée, après un temps donné, l'alarme est activée.

La « nervosité » des comparateurs

Cela dit, si vous faites le montage de la figure 5 en y remplaçant l'amplificateur opérationnel par un comparateur, que vous l'attaquez par un générateur G à faible fréquence, vous risquez de voir en sortie, au lieu des beaux signaux rectangulaires que vous étiez en droit d'obtenir, un signal tel que celui de la figure 6.

Que se passe-t-il ? Tout simplement une entrée en oscillations du comparateur, à chaque passage du potentiel de l'entrée commandée par le potentiel de l'entrée fixe. Le comparateur a un grand gain, une grande bande passante, et il suffit donc d'une très faible réaction entre la sortie et l'entrée (ou entre la sortie et une des entrées de correction d'offset) pour déclencher l'entrée en oscillations.

Le risque d'apparition de ces oscillations est d'autant plus grand que l'amplitude du signal G est petite et que la fréquence de ce signal est faible. Ces oscillations sont si gênantes qu'elles sont devenues pour certains une hantise, qui les a conduits à ne plus vouloir utiliser de comparateurs. Si l'on regarde les notices des constructeurs, on remarque qu'il y a souvent plus d'une page entière de conseils pour lutter contre les oscillations. On recommande, évidemment, d'avoir des connexions courtes aux entrées et sorties, d'éviter qu'elles aient des parties proches les unes des autres (pas facile, avec les dimensions actuelles des circuits intégrés !). On recommande aussi l'emploi de sources de commande de faible impédance pour les entrées, de découplages des tensions VS^+ , VS^- , par des condensateurs très proches du circuit.

Pour « museler » totalement l'oscillation

Mais l'« arme lourde » contre ces oscillations est le système de la « réaction positive », qui transforme le comparateur en

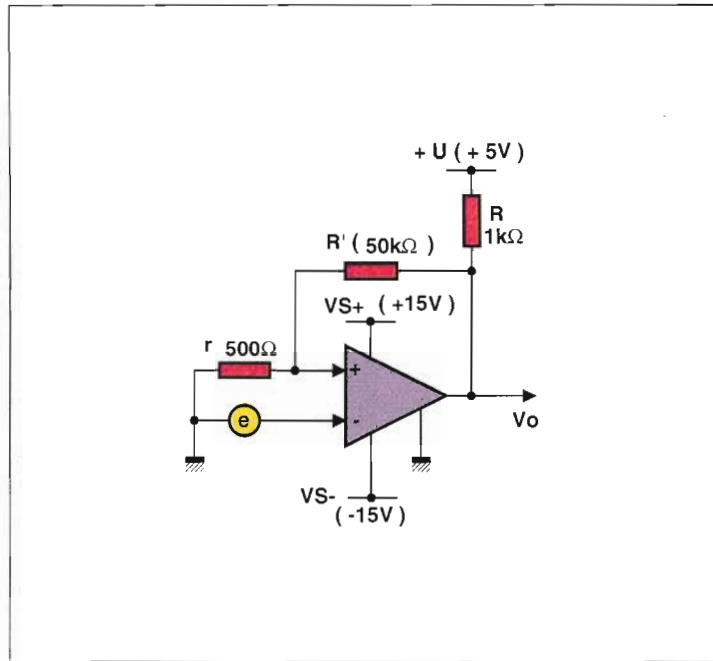


Fig. 8. – Une réaction positive de la sortie vers l'entrée « + » du comparateur, via un diviseur de tension, le transforme en un trigger de Schmitt, empêchant ainsi les oscillations éventuelles de se produire lors des transitions.

Trigger de Schmitt. La figure 8 montre comment on procède. La tension alternative à transformer en signal rectangulaire est appliquée à l'entrée « - » du comparateur dont la sortie est reliée, comme c'est presque toujours le cas, à un point à potentiel $+U$ par un résistor R . Supposons que $U = 5$ V, la sortie sera donc à 0 ou $+5$ V.

Relions alors la sortie à l'entrée « + » par un résistor R' d'une résistance de 50 k Ω , cette entrée « + » étant reliée à la masse par le résistor r , d'une résistance de 500 Ω . L'ensemble R'/r réalise donc un diviseur de tension de rapport 100 environ,

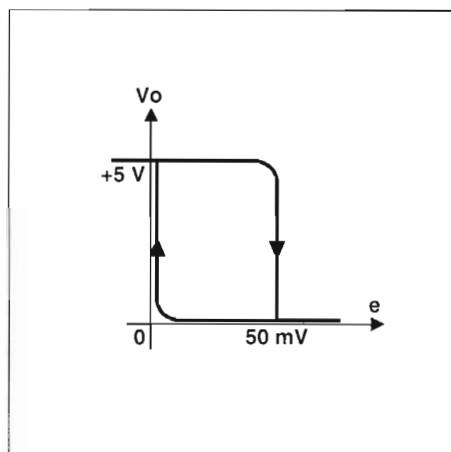


Fig. 9. – Quand la tension d'entrée e varie en montant, la tension de sortie du trigger de la figure 8 passe brusquement au niveau bas lors du franchissement du « seuil haut ». A la descente de e , le basculement aura lieu pour une valeur plus petite de e nommée « seuil bas ». La réponse du circuit est un « cyclo-gramme ».

ainsi, quand la sortie sera à $+5$ V, l'entrée « + » sera à 50 mV, et elle sera au potentiel zéro (celui de la masse) quand la sortie y sera.

Supposons que la tension d'entrée e soit négative, portant, par exemple, l'entrée « - » à -1 V par rapport à la masse. La sortie du comparateur est haute et l'entrée « + » est à $+50$ V. Remontons progressivement le potentiel de l'entrée « - ». Quand il arrivera à $+50$ mV (ou peu s'en faut), la tension de sortie du comparateur commencera à diminuer. Il en résultera une diminution du potentiel de l'entrée « + », cent fois plus faible.

Le gain du comparateur étant très grand, bien supérieur à cent, la diminution du potentiel de l'entrée « + » va entraîner une baisse importante du potentiel de la sortie, qui va faire diminuer encore plus le potentiel de l'entrée « + », qui va agir sur la sortie, etc.

On voit que l'on a commencé un « processus cumulatif » qui, à une très grande vitesse, amènera la sortie au potentiel zéro ainsi que l'entrée « + ». Tout s'est passé si vite que le comparateur n'a pas le temps d'entrer en oscillations. La variation de la tension de sortie est franche, sans « rebondissements ».

Evidemment, quand on fera redescendre le potentiel de l'entrée « - », le même phénomène cumulatif aura lieu en sens inverse, quand le potentiel de l'entrée « - » passera au voisinage de zéro en descendant.

Nous avons donc un circuit dont la tension de sortie réagit à celle d'entrée

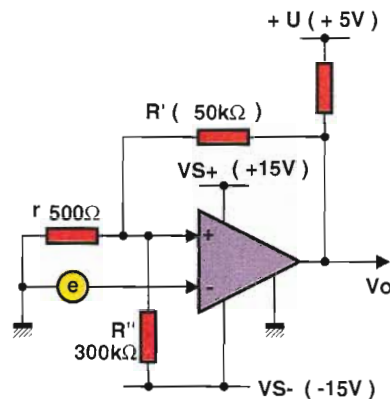


Fig. 10. – En ajoutant un résistor R'' , on peut décaler vers le bas les deux seuils du trigger de la figure 8.

comme l'indique le diagramme de la figure 9. Les flèches qui sont tracées sur les parties verticales de ce « cyclogramme » indiquent que, dans ces zones, le fonctionnement est irréversible, du fait de l'action cumulative qui résulte de la réaction positive par R' et r .

Un tel circuit se nomme un « Trigger de Schmitt ». Il en existe de tout faits, comme le HEF 4093. Mais, dans ce dernier cas, l'écart entre les deux « seuils » de basculement, au lieu d'être de 50 mV, est de l'ordre de 0,6 V pour des circuits alimentés en 12 V.

Comment modifier les seuils

Dans un montage comme celui de la figure 8, nous avons un des seuils qui est presque nul, l'autre étant voisin du produit de U par r/R' (ici $1/100$).

Donc, en jouant sur la résistance de r , nous pouvons changer l'écart de ces seuils. Avec $r = 500 \Omega$, cet écart est de 50 mV ; si l'on avait choisi $r = 1 \text{ k}\Omega$, l'écart serait passé à 100 mV, et, avec $r = 1,5 \text{ k}\Omega$, on aurait des seuils écartés de 150 mV l'un de l'autre.

Donc, la valeur de r modifie l'écart des seuils, mais comment pourrions-nous changer les valeurs des deux seuils ? Rien de plus facile : il n'y a qu'à mettre un résistor de valeur adéquate entre l'entrée « + » et le VS^+ (ou le VS^-). Prenons quelques exemples, pour voir comment on procède.

Avec $r = 500 \Omega$ (écart des seuils 50 mV),

supposons que nous souhaitons des seuils qui ne soient plus 0 et 50 mV, mais -25 mV et $+25 \text{ mV}$. Il nous faut donc décaler le potentiel de l'entrée « + » de 25 mV vers le moins. Si la tension VS^- est de -15 V (valeur assez courante dans les comparateurs), on réalisera facilement ce décalage en reliant l'entrée « + » au VS^- via un résistor R'' , d'une résistance de 300 k Ω , ainsi que le montre la figure 10. En effet, il faut considérer séparément l'action des courants envoyés par R' et par R'' . Pour cette dernière, si l'on considère qu'il y a 25 mV aux bornes de 500 Ω , il y aura donc 25 V aux bornes de 500 k Ω ou 5 V aux bornes de 100 k Ω , donc 15 V aux bornes de 300 k Ω . Le montage de la figure 10 aura donc des seuils de -25 et $+25 \text{ mV}$.

Les « puristes » objecteront que la présence de R'' va modifier l'écart des seuils, car, en appliquant la « transformation de Thévenin », on peut montrer que tout se passe comme si la présence de R'' avait diminué la résistance de r , l'amenant à être celle que l'on obtient en mettant r et R'' en parallèle. Exact, mais... si vous faites le calcul, vous verrez que l'on a réduit la valeur de r ... d'environ 0,8 Ω .

Puisqu'on peut régler séparément le décalage des seuils (par R'') et leur écart (par r), on peut donc placer ces seuils où l'on veut.

Inconvénient de l'hystérésis

Souvent, les utilisateurs des comparateurs, obligés d'introduire une réaction

positive pour calmer l'énerverment des comparateurs, prompts à s'emballer en oscillations lors des transitions, déplorent le fait que l'on ait ainsi un système à deux seuils, autrement dit, que le comparateur ne bascule pas pour la même valeur de la tension d'entrée quand cette dernière croît ou quand elle décroît. Cet écart, ou « hystérésis », est inséparable de la fonction « Trigger de Schmitt ».

Pour certaines applications, il est important que le signal du comparateur ait bien lieu au moment où la différence des tensions d'entrée $e_1 - e_2$ passe par une valeur donnée, que ce soit en montant ou en descendant.

L'idée qui vient d'abord à l'esprit, étant donné ce que nous venons de dire de la détermination des seuils, est qu'« il n'y a qu'à » rapprocher ces seuils au point de les confondre. Comme toujours, le « il n'y a qu'à » est dangereux. Si l'on rapproche les seuils jusqu'à ce qu'ils se confondent, on supprime, par le fait même, l'effet de réaction positive, donc la protection contre l'oscillation.

Il est contre-indiqué de réduire cet écart de seuils au-dessous de 15 mV, sinon la lutte contre les oscillations risque d'être moins efficace. Mais il y a une solution élégante au problème.

L'idée est la suivante : la tension d'entrée sera appliquée à un comparateur C, monté en Trigger, dont les seuils sont :

— a (valeur faible et négative) pour le seuil bas ;

— zéro pour le seuil haut.

Donc, quand la tension d'entrée passera, en montant, par la valeur zéro, ce premier trigger basculera.

Pour que, lors de la redescente de la tension d'entrée, le Trigger C rebasculera au passage de cette tension par zéro, il faut que, entre-temps, les seuils du Trigger C aient été décalés vers le haut, ce décalage valant a , de telle sorte qu'ils soient devenus :

— zéro pour le seuil bas ;

— $+a$ pour le seuil haut.

Pour y arriver, on applique la tension d'entrée à un autre comparateur, C', également monté en Trigger, mais avec des seuils $-b$ et $+b$. Le basculement du second comparateur, quand la tension d'entrée passera, après zéro, par la valeur $+b$, servira alors à « truquer » les seuils du premier, en les décalant vers le bas d'une valeur a .

(à suivre)

J.P. EHMINGEN