

L'amplificateur opérationnel

par Georges LAVERTU,
Lycée Mohamed V, Casablanca.

L'amplificateur opérationnel est un remarquable outil mis à la disposition de l'électronicien. Cet article se propose d'en montrer les principales applications simples dans les domaines linéaire et non linéaire et d'étudier les propriétés, performances et défauts des montages réalisés. Les modèles les plus courants d'amplificateurs opérationnels sont comparés.

Les montages décrits, testés soigneusement, peuvent être présentés en expérience de cours pour certains, ou utilisés en séances de travaux pratiques pour d'autres, à différents niveaux d'enseignement.

I. PRESENTATION.

Un amplificateur opérationnel (nous utiliserons par la suite l'abréviation A. OP.) est un circuit intégré, ou une portion de circuit intégré, qui possède au moins les cinq bornes suivantes :

- deux bornes d'alimentation. Le plus souvent, ces bornes sont alimentées par tensions symétriques $+E$ et $-E$ par rapport à la masse. Nous nous limiterons d'ailleurs exclusivement à ce cas, mais il n'existe pas de borne de masse proprement dite dans l'A. OP. [4]. La masse intervient par contre en général dans les circuits périphériques de l'A. OP. ;
- une entrée non inverseuse notée e_+ et une entrée inverseuse notée e_- ;
- la sortie s .

Le schéma officialisé depuis quelques années de l'A. OP. est celui de la fig. 1 a, mais il est mal admis en pratique, et celui de la fig. 1 b, plus simple, est en fait plus employé.

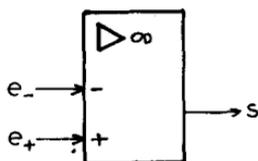


Fig. 1 a.

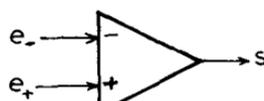


Fig. 1 b.

Certains A. OP. possèdent d'autres entrées, concernant la correction d'offset et la compensation en fréquence, notions qui seront définies ultérieurement, car elles ne sont pas utiles au début de l'exposé.

La fig. 2 a donne le brochage d'A. OP. simples (1 A. OP par boîtier), possédant 2 bornes de correction d'offset. Le boîtier est vu de dessus. Ce brochage est valable entre autres pour les types : μ A 741, TL 081, CA 3140, LF 356, LF 357, types testés par la suite.

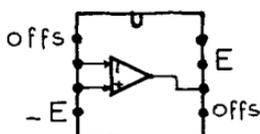


Fig. 2 a.

Les lettres indiquent le nom du constructeur et les chiffres le type du circuit.

La fig. 2 b donne le brochage d'A. OP. simples, tels TL 080, CA 3130, LM 301, présentant deux bornes de compensation en fréquence et deux d'offset, deux de ces quatre dernières étant confondues. Ce brochage est pratiquement valable aussi pour LM 318, encore que la compensation en fréquence n'ait pas la même signification.

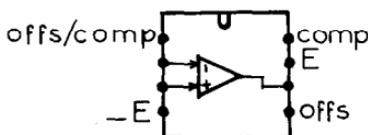


Fig. 2 b.

Le SFC 2709, à compensation en fréquence mais sans correction d'offset, a un brochage voisin, les bornes 1 et 3 étant utiles pour une première compensation, et les bornes 5 et 6 (sortie) pour une seconde.

La fig. 2 c donne le brochage de certains A. OP. doubles, tels TL 082 ; TL 287 ; TDB 0353 ; LF 353.

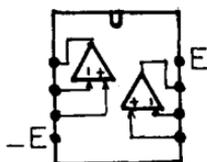


Fig. 2 c.

Et la fig. 2 d celui d'A. OP. quadruples, tels LM 348 et 349 ; TL 084 ; LM 324.

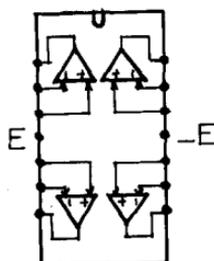


Fig. 2 d.

II. A. OP. PARFAIT ET A. OP. IDEAL.

L'A. OP. parfait présente les deux propriétés suivantes :

- les courants d'entrée sont nuls sur les deux entrées ;
- la sortie s ne dépend que de la tension différentielle d'entrée : $s = G(\omega) [e_+ - e_-]$, en valeurs complexes pour des grandeurs sinusoïdales.

$G(\omega)$ est le gain en boucle ouverte de l'A. OP. ; il ne dépend que de la pulsation ω et doit être grand en module (car G est complexe) aux fréquences de fonctionnement. G est un réel positif pour $\omega = 0$ (gain en continu).

s ne dépend de rien d'autre et en particulier pas de :

- la tension d'entrée de mode commun $1/2 [e_+ + e_-]$;
- du courant de sortie (impédance de sortie nulle) ;
- la température (pas de dérive).

La relation $s = G(\omega) [e_+ - e_-]$ exprime aussi que $s = 0$ si $e_+ = e_-$: on dit qu'il n'y a pas d'offset (*). Bien sûr aucun A. OP. n'est parfait, nous allons cependant définir l'A. OP. idéal, avec la propriété supplémentaire d'un $G(\omega)$ infini pour tout ω . Cette hypothèse paraît extravagante, pourtant l'approximation de l'A. OP. idéal permet d'expliquer valablement nombre de montages.

On peut alors distinguer deux modes de fonctionnement de l'A. OP. idéal :

- le mode comparateur dans lequel $e_+ \neq e_-$. Alors s atteint sa tension de butée, haute ou basse :

$$\text{si } e_+ > e_- : s = U \lesssim E,$$

$$\text{si } e_+ < e_- : s = U' \gtrsim -E ;$$

- le mode linéaire dans lequel $e_+ - e_- = 0$. La sortie s n'est pas déterminée par l'A. OP. lui-même mais par le circuit extérieur.

Ces deux modes se retrouvent dans les graphes des fig. 3 a (A. OP. idéal) et 3 b (A. OP. parfait) [4] [5] ; le second n'étant

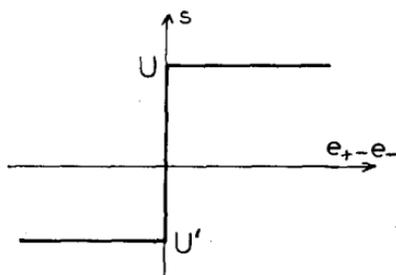


Fig. 3 a.

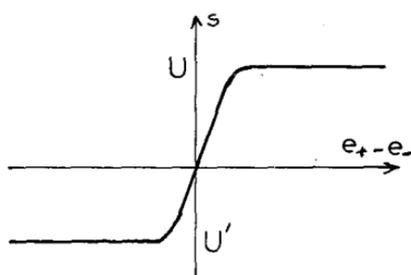


Fig. 3 b.

(*) N.D.L.R. : si $e_+ = e_-$ et qu'alors $s = s_0$ (tension continue), s_0 s'appelle tension de décalage en sortie.

valable que pour des entrées continues. En mode linéaire, l'A. OP. ne peut fonctionner qu'avec contre-réaction, c'est-à-dire report d'une fraction de la sortie s sur l'entrée inverseuse e . Nous appellerons taux de contre-réaction le rapport de de/ds , mais pas dans les conditions réelles de fonctionnement, car les signaux d'entrée du montage peuvent aussi jouer sur e_- .

Donc $\tau = \left(\frac{\partial e_-}{\partial s} \right)$ à tensions d'entrée du montage constantes.

τ est parfois nommé autrement, par exemple coefficient de réinjection [7], coefficient d'atténuation de contre-réaction [3].

Il peut aussi y avoir réaction, et l'on définira de même le taux de réaction : $\tau' = \left(\frac{\partial e_+}{\partial s} \right)$ à tensions d'entrée du montage constantes.

τ et τ' peuvent être complexes. Mais étudions le montage de la fig. 4, où ils sont réels (l'A. OP. doit être dépourvu d'entrées de compensation en fréquence).

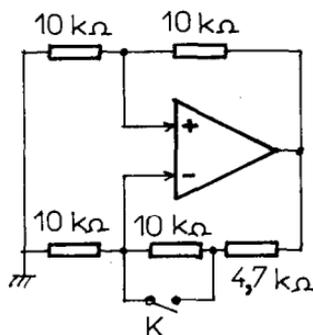


Fig. 4

Si K est fermé : $\tau = 0,68 > \tau' = 1/2$.

L'expérience montre que $s = 0$.

Si K est ouvert : $\tau = 0,40 < \tau'$.

L'expérience montre que $s = U$ ou U' .

Dans le premier cas, $s = 0$ est la seule solution d'après le graphe 3 a. Dans le deuxième, il y a 3 solutions : $s = 0$; $s = U$; $s = U'$. Mais la solution $s = 0$ qui implique le mode linéaire est impossible lorsque $\tau < \tau'$. On peut y voir facilement l'analogie avec un équilibre instable. Les deux entrées ne jouent donc pas

exactement le même rôle malgré la symétrie de la relation $s = G(e_+ - e_-)$.

III. APPLICATIONS EN MODE COMPAREUR.

Les A.O.P. soumis à notre expérience peuvent tous être alimentés entre ± 5 à ± 18 volts, sauf le CA 3130 limité en principe de ± 5 à ± 8 . Nous avons fait les tests avec $E = 12$ V avant de remarquer la limitation de cet A.O.P. ; mais celui-ci n'en a pas souffert, les circuits étant souvent meilleurs que les minima garantis.

1) Comparateur à entrées continues.

Le montage expérimental est celui de la fig. 5 ; il permet de mesurer les tensions de butée U et U' selon la position du commutateur double K_1 . K_2 permet de laisser ou non débiter la sortie dans une résistance de $10\text{ k}\Omega$ pour juger la tenue de ces tensions de butée. Le tableau 1 indique en volts les résultats obtenus :

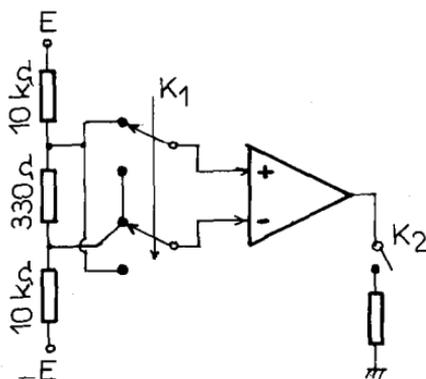


Fig. 5

Tableau 1

	$\mu\text{A 741}$	TL 081	CA 3140	LF 356	LF 357
U (K_2 ouvert)	11,44	11,45	9,94	10,53	10,55
U (K_2 fermé)	11,13	11,04	9,90	10,60	10,52
U' (K_2 ouvert)	- 10,02	- 10,62	- 12	- 11,52	- 11,51
U' (K_2 fermé)	- 9,88	- 10,40	- 11,96	- 10,64	- 10,70

	TL 080	CA 3130	LM 318	SFC 2709	LM 301	LM 324
U (K_2 ouvert)	11,48	12,00	11,43	11,36	11,84	10,80
U (K_2 fermé)	11,05	11,76	11,21	11,24	11,26	10,68
U' (K_2 ouvert)	-10,63	-12,00	-10,50	-11,13	-10,60	-11,99
U' (K_2 fermé)	-10,39	-11,80	-10,46	-11,05	-10,56	-11,28

Indiquons que les résultats de ce tableau comme des tableaux suivants sont ceux de l'individu (récent) testé et ont à part cela une valeur indicative, qu'il ne faut ni exagérer ni sous-estimer. Par exemple le CA 3130 est le seul de ce lot dont les butées atteignent les tensions d'alimentation, c'est le cas de tous les individus de ce type ; au contraire CA 3140 et μA 741 ont des butées très dissymétriques, et cela résulte directement de la conception de ces trois exemples.

Enfin les résistances du pont diviseur de la fig. 5 n'ont qu'une valeur indicative peu importante. Ainsi si l'on remplace celle de 330Ω par $1 \text{ k}\Omega$ il n'y a aucun changement dans les résultats ; et il n'y en a pas même en général en la rendant infinie. Cependant on constate pour certains dans ce dernier cas un phénomène appelé latch up qui donne en sortie la butée haute au lieu de la butée basse : avec TL 081, LF 356, LF 357, TL 080 et LM 301.

Le CA 3130 donne, quant à lui, un latch down.

2) Multivibrateur.

Le montage est celui de la fig. 6 [2] [3] [5] [6] [8].

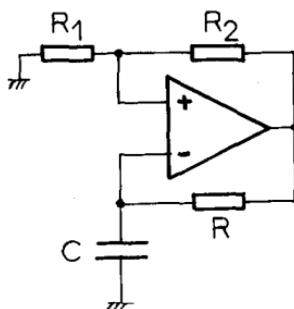
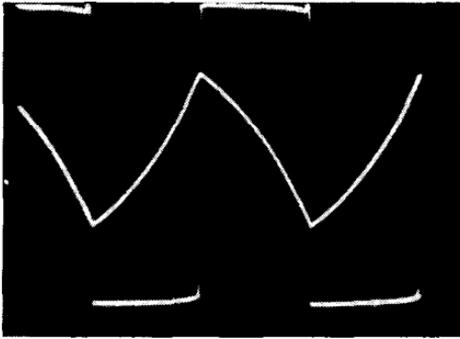
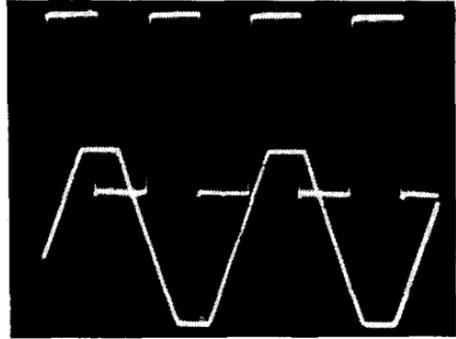


Fig. 6

La photo 1 montre s et e_- avec le TL 080 ; les composants sont $C = 2,2 \text{ nF}$; $R = 10 \text{ k}\Omega$; $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ($\tau' = 1/2$). Oscilloscope réglé sur 3 V/div et $10 \mu\text{s/div}$.



Photographie 1.



Photographie 2.

s est le signal rectangulaire puisque $s = U$ ou U' . Le fonctionnement est simple : lorsque $s = U$, $e_+ = \tau'U$ et la charge de C par R fait monter e_- de $\tau'U'$ à $\tau'U$.

Lorsque $s = U'$, $e_+ = \tau'U'$ et e_- décroît de $\tau'U$ à $\tau'U'$.

Il est très facile de calculer la période :

$$T = RC \ln \left[\frac{(U - \tau'U')(U' - \tau'U)}{UU'(1 - \tau')^2} \right].$$

$$\text{Si } U' = -U : T = 2RC \ln \left[\frac{1 + \tau'}{1 - \tau'} \right].$$

Toutefois ce calcul suppose que s peut passer instantanément de U à U' et *vice versa* (A.OP. idéal). En réalité, les temps de transit sont mesurables avec tous ces A.OP. La photo 2 montre s obtenue avec le TL080 et s avec le même montage utilisant le $\mu A 741$. Echelle : 5 V/div et 20 μs /div.

Tout A.OP. a une vitesse de balayage maximale en sortie, ou slew-rate, qu'on exprime en V/ μs . Nous avons mesuré ce paramètre grâce à ce montage (tableau 2).

Tableau 2

	$\mu A 741$	TL 081	CA 3140	LF 356	LF 357	TL 080
R. ascendant (V/ μs)	0,75	14	6	10	30	40
R. descendant (V/ μs)	0,75	16	16	20	30	250

	CA 3130	LM 318	SFC 2709	LM 301	LM 324
S.R. ascendant (V/ μ s)	300	80	20	12	0,32
S.R. descendant (V/ μ s)	60	65	140	80	0,35

Un autre fait venant fausser la période est le retard à la commutation, dû aux temps de stockage, c'est-à-dire de désaturation des transistors contenus dans l'A. OP. L'étude en est faite dans le paragraphe suivant.

Le signal présent sur e_- est d'autant plus voisin d'un triangulaire qu'il est de faible amplitude, mais il est facile (voir plus loin) de produire de véritables triangulaires à grande amplitude. Enfin le montage de la fig. 7 peut produire des signaux dissymétriques si $R \neq R'$.

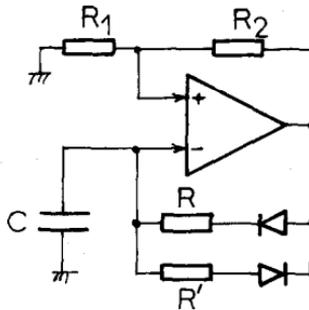


Fig. 7

3) Comparateur à entrées variables.

Le front montant du CA 3130 qui est le plus rapide du lot, permet de mesurer les temps de stockage de l'A. OP. A_2 monté en comparateur. On interpose un pont diviseur pour éviter le latch up de A_2 . Pour mesurer t_S^- (en butée basse), c'est e_+ de A_2 qui reçoit le signal de A_1 , e_- étant à la masse (fig. 8).

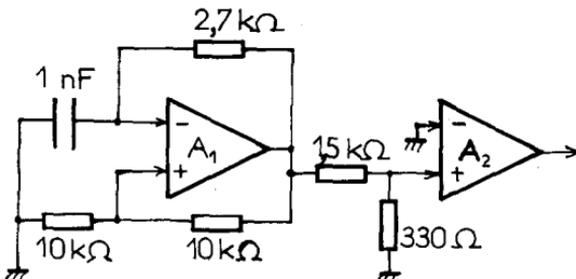
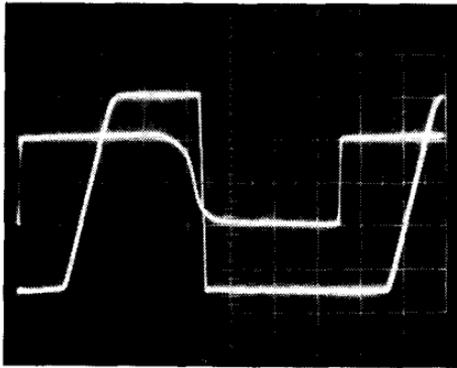


Fig. 8

C'est ainsi qu'on trouve photo 3 avec le SFC 2709 : $t_s^- = 1 \mu s$.



Photographie 3.

Echelle : 10 V/div pour la sortie de A_1 ; 5 V/div pour la sortie de A_2 ; 1 μs /div.

On inverse les connexions d'entrée pour mesurer t_s^+ . Les résultats sont indiqués tableau 3.

Tableau 3

	μA 741	TL 081	CA 3140	LF 356	LF 357	TL 080
+ (μs)	5	0,6	0,1	0,3	0,4	0,5
- (μs)	0,05	0,1	0,3	0,2	0,1	0,1

	CA 3130	LM 318	SFC 2709	LM 301	LM 324
+ (μs)	1	0,3	0,2	0,4	2,5
- (μs)	0,2	< 0,05	1	1,2	45

Un autre défaut affecte le comparateur, c'est l'apparition éventuelle d'oscillations parasites perturbant les fronts de sortie lorsque la pente du signal d'entrée n'est pas assez grande. Le montage d'étude est celui de la fig. 9 où l'A.OP. testé est A_2 , alors qu' A_1 est un multivibrateur. La sortie de A_2 attaque un diviseur par 10; si ses fronts ne sont pas nets, on observera une division par cinq, ou même une sortie incohérente du diviseur. Ce phénomène dépend beaucoup de la qualité du câblage. Ainsi sur plaque de connexion (Lab. 500), seul le LM 301 y a échappé. Le CA 3140, incapable de fonctionner, comme bien d'autres sur cette plaque, a eu besoin de 30 000 V/s minimum sur un circuit imprimé.

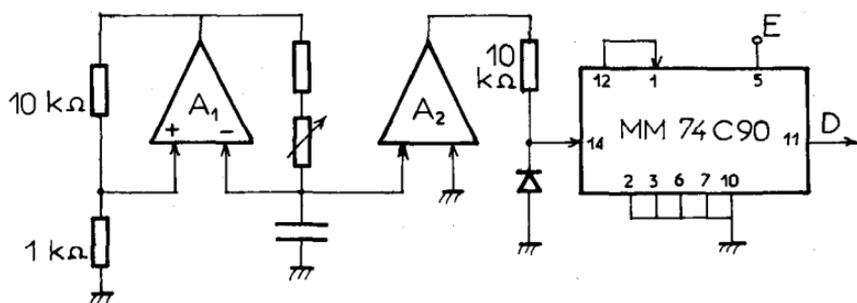


Fig. 9

Le TL 080, nécessitant 50 000 V/s sur plaque s'est contenté de 15 000 V/s sur circuit imprimé.

Trop dépendants de la réalisation pratique, et sans doute du bruit propre du générateur, les résultats ne justifient pas un tableau complet. Pour échapper à cet inconvénient, on peut préférer le montage suivant.

4) Trigger de Schmitt ou comparateur à hystérésis.

Le montage très simple est celui de la fig. 10 (trigger inverseur) [2] [3] [4] [5] [6] [8]. La tension v est continue.

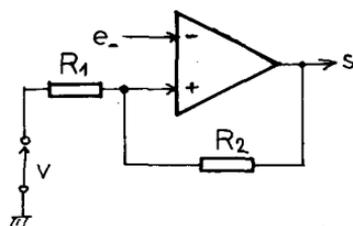


Fig. 10

$$\tau = 0 \text{ et } \tau' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow s = U \text{ en } U'$$

$$\text{Si } s = U : \quad e_+ = v \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U \frac{R_1}{R_1 + R_2} = a$$

et $e_- < a$.

$$\text{Si } s = U' : \quad e_+ = v \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U' \frac{R_1}{R_1 + R_2} = b < a$$

et $e_- > b$.

Si alors la donnée est e_- avec $b < e_- < a$, on ne peut en déduire s , qui dépend en fait de ce qui s'est passé précédemment (effet d'hystérésis) : diagramme fig. 11. La réaction rend les basculements de s très nets.

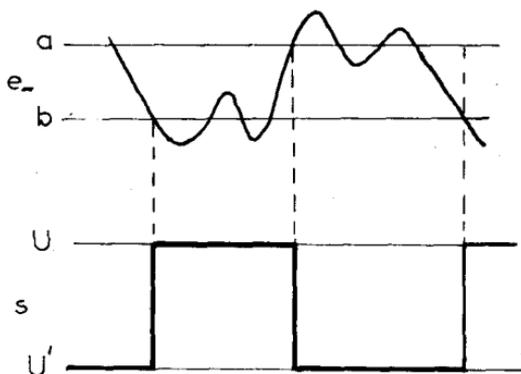


Fig. 11

Le trigger non inverseur existe aussi [6] : fig. 12 ; mais il n'a pas la forte impédance d'entrée du précédent.

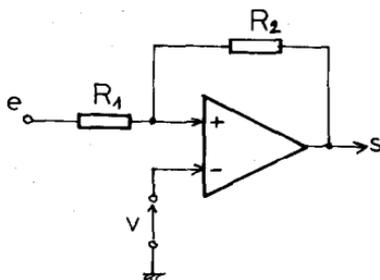


Fig. 12

5) Monostable.

Le monostable est un circuit qui répond à une impulsion d'entrée par un créneau de durée calibrée en sortie.

Le montage est celui de la fig. 13 [6]. Normalement : $e_- = KE > e_+ = 0$ et $s = U'$; c'est l'état stable.

Un front descendant suffisant peut porter fugitivement e_- à une valeur inférieure à zéro, et alors s passe à la valeur U (diagramme fig. 14). C transmet la variation de s à e_+ qui devient égal à $(U - U')$ (sauf limitation technologique de l'A. OP.), et $e_+ > e_-$ confirme $s = U$: le monostable est dans un état qualifié de

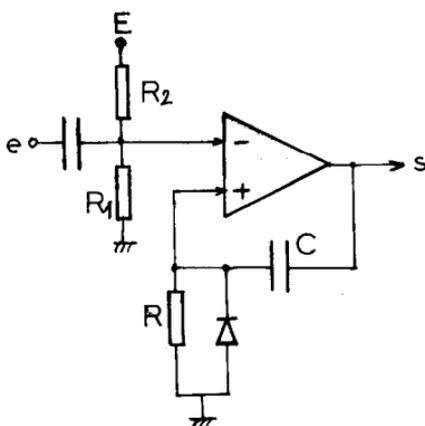


Fig. 13

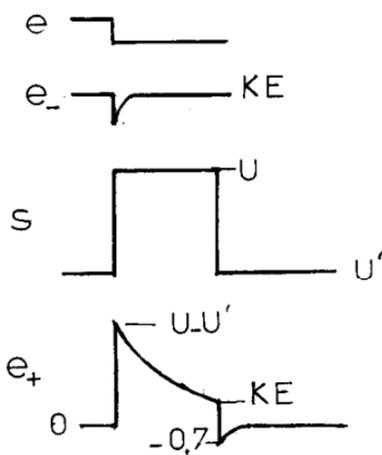


Fig. 14

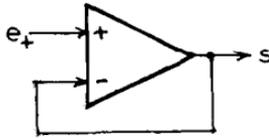
quasi stable. Il ne peut y rester car e_+ revient exponentiellement à zéro, et en passant par KE , il y a retour à l'état stable. La diode limite alors la chute de e_+ à $(-0,7 \text{ V})$. Sans elle, e_+ chuterait à $KE - U + U'$, et il faudrait un « temps de récupération » important de remontée de e_+ pour que le monostable puisse réagir à une nouvelle impulsion.

La durée de passage à l'état quasi stable, appelée à tort période, est facile à calculer :

$$T = RC \ln \left[\frac{U - U'}{KE} \right].$$

IV. APPLICATIONS EN MODE LINEAIRE.

1) Suiveur de tension (fig. 15).



Pour un A. OP. idéal :

$$s = e_- = e_+.$$

Pour un A. OP. parfait :

$$s = G(\omega)(e_+ - s).$$

Fig. 15

$$s = \frac{G(\omega)}{1 + G(\omega)} e_+.$$

$$\text{D'où le gain } A(\omega) = \frac{G(\omega)}{1 + G(\omega)} \approx 1 \text{ si } |G(\omega)| \gg 1.$$

L'intérêt du montage réside dans sa très forte impédance d'entrée et sa très faible impédance de sortie. Mais avant d'étudier ces impédances, signalons que ce montage (et tous ceux du mode linéaire) ne fonctionne pas avec les A. OP. munis d'entrées de compensation en fréquence : il apparaît des oscillations parasites en sortie. Le LF 357, démuné de ces entrées oscille lui aussi.

Définissons d'une façon générale [7] le gain de boucle A_b , par $A_b = (\tau' - \tau)G$. On conçoit que s'il existe un ω_0 rendant A_b réel ≥ 1 , il y aura entretien d'oscillations, quel que soit le montage. L'oscillation ne sera sinusoïdale, avec la pulsation ω_0 , que si $A_b = 1$. Pour $A_b > 1$, elle n'est plus sinusoïdale et la fréquence est inférieure à $\omega_0/2\pi$.

Ici, $A_b = -G$. Etudions donc le gain de l'A. OP. parfait.

Le gain en tension d'un étage amplificateur est proportionnel à son impédance de charge, constituée d'une résistance R et d'une capacité parasite C (dans laquelle intervient l'effet Miller). Soit g le gain de cet étage :

$$g = kZ = \frac{k}{1/R + jC\omega} = \frac{kR}{1 + jRC\omega} = \frac{g_0}{1 + j\phi\omega}$$

avec $g_0 = kR$: gain en continu.

$$\phi = RC = \frac{1}{\omega_c}, \text{ } \omega_c \text{ étant la pulsation de coupure, pour la}$$

$$\text{quelle } |g| = \frac{g_0}{\sqrt{2}}, \text{ soit } |g|_{\text{dB}} = 20 \log |g| = (g_0)_{\text{dB}} - 3 \text{ dB.}$$

Le diagramme de BODE de la fig. 16 a donne $|g|_{\text{dB}}$ et le déphasage φ sortie — entrée de cet étage (φ n'est autre que l'argument de g), en fonction de $\log_{10} f$.

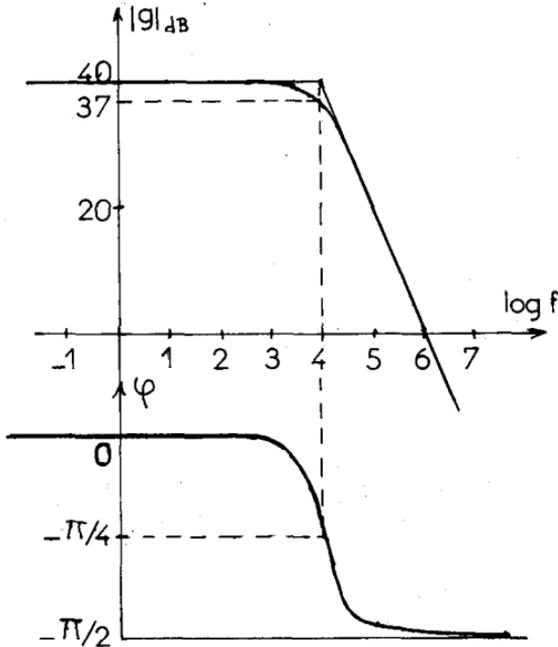


Fig. 16 a.

Pour $f \gg f_c$, $g \simeq \frac{g_0}{j f/f_c}$ et $|g_0|_{dB} - 20 \cdot \log \left(\frac{f}{f_c} \right)$.

C'est l'équation d'une droite passant par le point $(\log f_c, g_0)$ et de pente -20 dB/décade (ou -6 dB/octave). On peut simplifier en admettant que $|g|$ est formé de deux demi-droites (fig. 16 b), de même que φ (mais c'est plus osé).

Il suffit de trois cellules R-C réductrices de gain (fig. 17) pour atteindre le déphasage de π nécessaire à l'oscillation, puisque les gains en décibels et les arguments s'additionnent. Il y a donc une fréquence pour laquelle $\varphi = -\pi$ (une seule puisque ce diagramme est simplifié); il y a oscillation si, pour cette fréquence $|G| \geq 0$ dB.

On peut aussi considérer φ_u pour laquelle le gain est unitaire ($|G| = 0$ dB) et conclure à l'oscillation (à une fréquence inférieure), si pour cette fréquence $\varphi_u < -\pi$. Cette condition défavorable est normalement remplie dans tout A.OP. La solution consiste à limiter encore le gain par une cellule supplémentaire de coupure f_c à déterminer.

On peut (fig. 18), partir du point $(\log f_{c1}, 0$ dB) et mener un segment de pente -20 dB/décade jusqu'à l'ordonnée g_0 ; ce

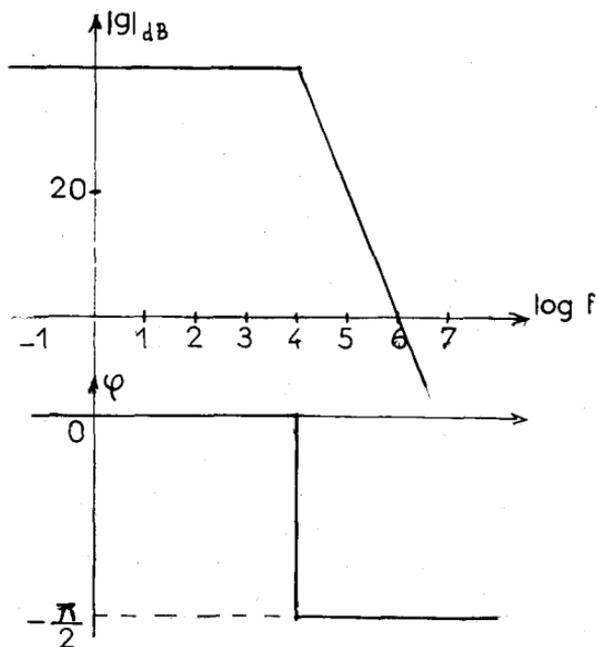


Fig. 16 b.

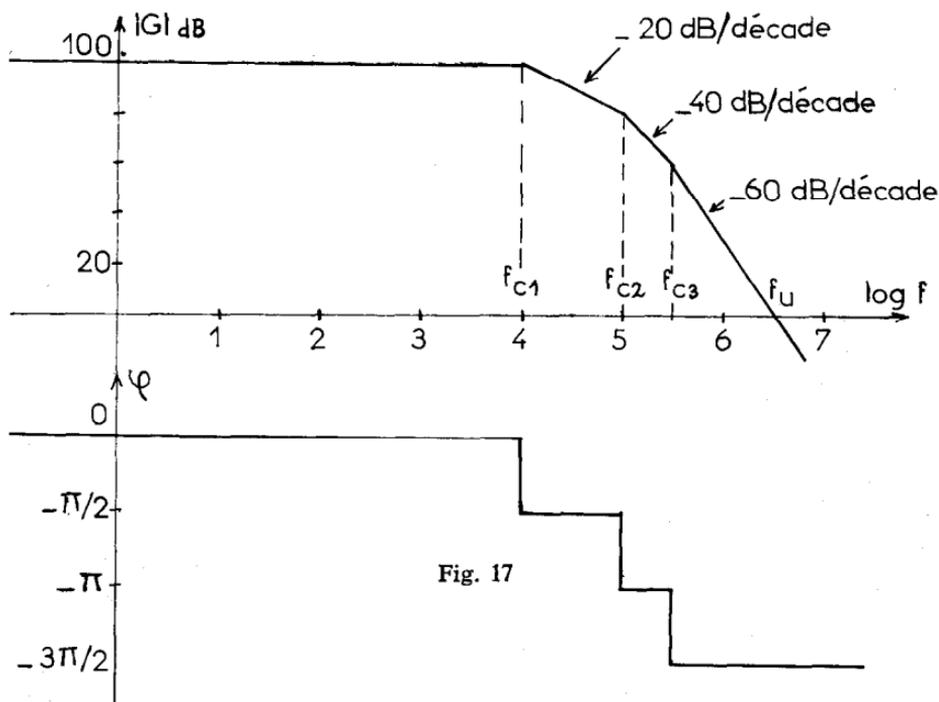


Fig. 17

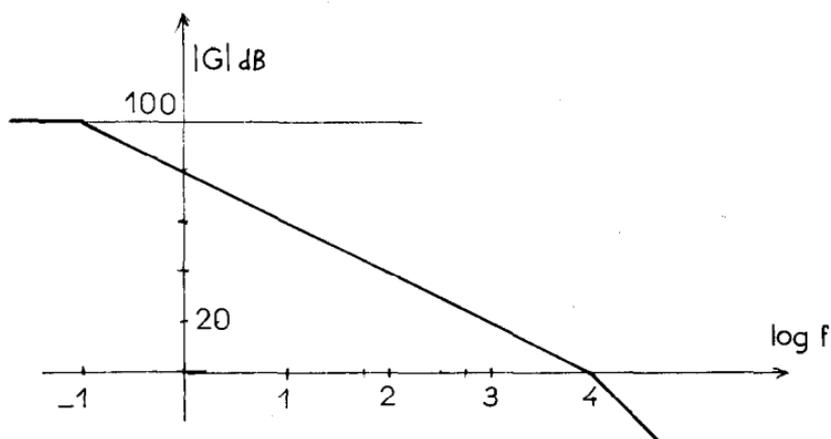


Fig. 18

qui donne sur cet exemple arbitraire $f_c = 0,1$ Hz ; cette fréquence de coupure est toujours très basse.

Dans les A.O.P. sans entrées de compensation, celle-ci est faite intérieurement ; pour les autres, il y a en général deux bornes entre lesquelles on doit connecter le condensateur de compensation.

Pour le SFC 2709, il faut relier une cellule R-C série entre les bornes 1 et 8, et une capacité entre les bornes 6 (sortie) et 5. Le LM 318 est compensé intérieurement, les entrées « compensation » servent à optimiser certaines performances. Nous avons mesuré les éléments de compensation minimum pour éviter l'oscillation des suiveurs, puis mesuré avec ces éléments les nouveaux slew-rate, avec l'A.O.P. monté en multivibrateur, car il est clair que cette compensation ne peut que nuire au slew-rate : tableau 4. Les anciennes valeurs sont d'ailleurs rappelées.

Tableau 4

	TL 080	CA 3130
Compensation	10 pF	32 pF
Slew-rate ascendant	10 V/ μ s (40)	15 V/ μ s (300)
Slew-rate descendant	12 V/ μ s (250)	10 V/ μ s (60)
	SFC 2709	LM 301
Compensation	1,5 k Ω - 68 pF (1 - 8) 22 pF (5 - 6)	7 pF
Slew-rate ascendant	3 V/ μ s (20)	6 V/ μ s (12)
Slew-rate descendant	10 V/ μ s (140)	3,6 V/ μ s (80)

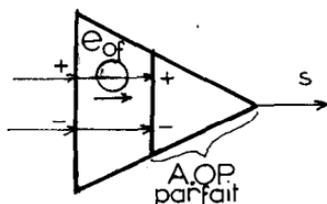


Fig. 19

Le suiveur de tension permet l'étude de la tension de décalage d'entrée (ou offset). Tout A.O.P. réel se comporte comme un A.O.P. parfait sur l'entrée non inverseuse duquel serait placée une pile de f.e.m. e_{of} : fig. 19. Autrement dit : $s = G(e_+ - e_- + e_{of})$. Soit e_+ reliée à la masse dans le suiveur : $s = G_0(-s + e_{of})$

$$\Rightarrow e_{of} = s \left[1 + \frac{1}{G_0} \right] \approx s.$$

D'où la mesure de e_{of} , dont le tableau n'est pas donné, ce paramètre n'étant guère reproductible ; il vaut au plus quelques mV. L'offset vient essentiellement d'un léger défaut de symétrie sur l'entrée du premier étage, rattrapé en général par une dissymétrie antagoniste sur la sortie de ce même étage : fig. 20. Si l'on connaît les bornes d'offset mais que l'on ignore la borne d'alimentation à relier au curseur, il suffit en général de mesurer sans la correction les potentiels des deux bornes d'offset, qui sont très voisins l'une de l'autre et proches de la tension à utiliser. Cette règle est en défaut pour les LF 356, 357, les bornes d'offset n'étant pas prises sur les sorties du premier étage, mais sur les sources de transistors T.E.C. générateurs de courant débitant sur lesdites sorties. Ces deux sources ne sont à aucun potentiel défini tant qu'elles ne sont pas reliées extérieurement ; c'est en mesurant leurs potentiels par rapport

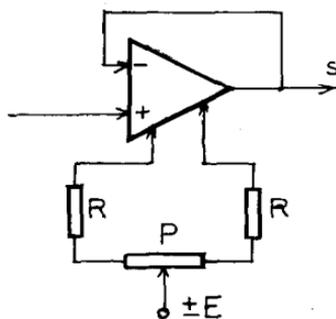


Fig. 20

au + E seulement qu'on trouve une mesure différente de zéro, il faut donc utiliser le + E. La correction d'offset peut permettre de créer un décalage volontaire entre e_+ et s , mais cela n'est pas à recommander, il y a des méthodes simples préférables.

Nouvelle étude avec le même montage, celle des courants de polarisation sur chaque entrée, I_{p+} et I_{p-} , comptés positivement s'ils pénètrent dans l'A. OP. Le montage d'étude est celui de la fig. 21 [7]. Les condensateurs de 47 nF servent à éviter les parasites secteur, étant donné la forte valeur des résistances R (10 M Ω).

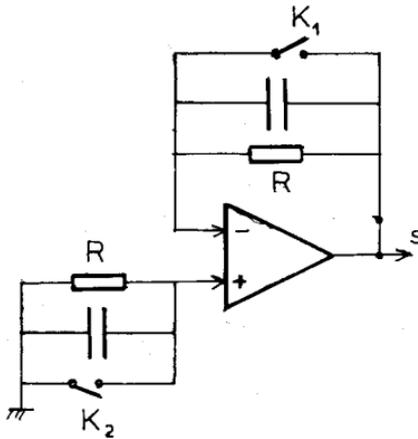


Fig. 21

Soit K_1 fermé : si K_2 est fermé $s_{12} = e_- = e_{of}$

si K_2 est ouvert $s_1 = e_- = -R I_{p+} + e_{of}$.

D'où :

$$I_{p+} = \frac{s_{12} - s_1}{R}$$

On trouve de même I_{p-} en manœuvrant K_1 à K_2 fermé. Le tableau 5 donne les résultats, sauf pour LF 357 qui oscille (il est identique à LF 356 pour les courants de polarisation).

Tableau 5

	μA 741	TL 081	CA 3140	LF 356	TL 080	CA 3130 E = 12 V
I_{p+} (nA)	9	0,1	0,08	0,06	0,1	0,2
I_{p-} (nA)	9,4	0,1	0,08	0,03	0,1	0,12

	CA 3130 E = 8 V	LM 318	SFC 2709	LM 301	LM 324
I_{p+} (nA)	0,05	160	22	41	- 43
I_{p-} (nA)	0,05	160	31	45	- 40

On distingue parfaitement les A.OP. dont les entrées sont sur transistors bipolaires (courants d'entrée supérieurs au nano-ampère) et ceux dont les entrées sont sur T.E.C. ou M.O.S. (courants nettement inférieurs au nA). Les courants dépendent de la température, fonctions décroissantes pour les premiers, croissantes pour les seconds. Ils sont positifs sur transistors npn ou canal P, et négatifs sur transistors pnp (cas du LM 324).

Passons maintenant à l'impédance dynamique d'entrée, formée de l'impédance différentielle d'entrée Z_d pratiquement résistive, et l'impédance d'entrée de mode commun Z_c pratiquement capacitive : fig. 22 [3].

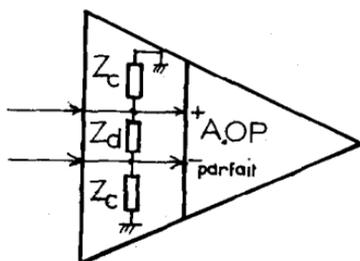


Fig. 22

Z_c , c'est-à-dire C_c , se mesure facilement par le montage de la fig. 23, où la sortie du multivibrateur est transformée en expo-

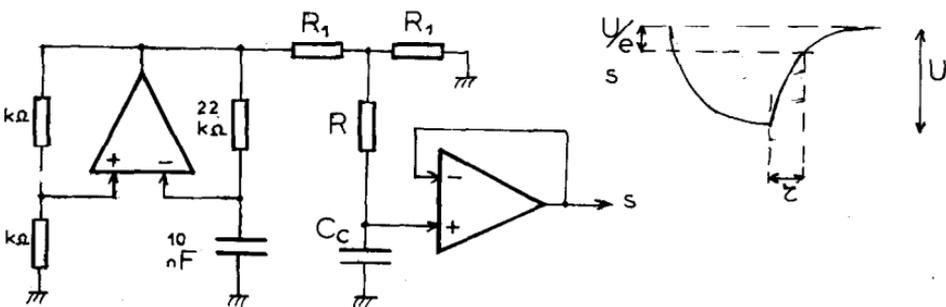


Fig. 23

entielle de constante de temps $\tau = RC_c$. On peut prendre $R_1 = 10\ k\Omega$ et $R = 1\ M\Omega$. Aucun courant n'est dérivé par Z_d

puisque $e_+ \simeq e_-$. Les LM 324 et $\mu A 741$ ne se prêtent pas à cette mesure en raison de leurs slew-rate trop faible qui modifie le signal plus que C_c , LF 357 non plus, qui ne suit pas. Pour les autres, nous avons trouvé : 5 pF pour SFC 2709 ; 6 pF pour LM 301 et 318, CA 3130 et 3140 ; 7,6 pF pour LF 356 ; 11 pF pour TL 080 et TL 081.

La résistance d'entrée différentielle peut être estimée pour les A. OP. à entrées bipolaires par la formule $R_d = 4 \cdot 10^{-2} / I_p$ (A), soit quelques centaines de k Ω à quelques M Ω . Elle est de l'ordre de $10^{12} \Omega$ pour les entrées sur T.E.C. ou M.O.S. Elle n'apporte dans le montage suiveur, en parallèle sur C_c , qu'une impédance $(1 + G) R_d$ d'influence parfaitement négligeable, pour tout A. OP.

L'impédance de sortie est au contraire très faible : soit r_0 la résistance de sortie en boucle ouverte de l'A. OP. réel : fig. 24. Si l'A. OP. débite un courant i , il faut écrire :

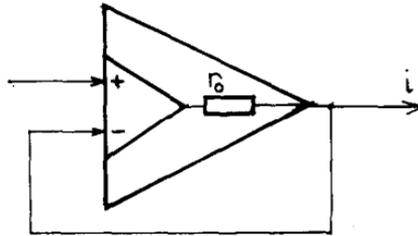


Fig. 24

$$s = G(e_+ - e_-) - r_0 i = G(e_+ - s) - r_0 i \dots$$

$$\dots \Rightarrow s = \frac{G}{1 + G} e_+ - \frac{r_0}{1 + G} i \quad \text{d'où} \quad Z_s = \frac{r_0}{1 + G}.$$

Par exemple, pour le TL 081, $r_0 = 200 \Omega$ et $G_0 = 3 \cdot 10^5$, soit une impédance de sortie en continu de $6 \cdot 10^{-4} \Omega$.

Remarquons qu'une charge capacitive de C peut créer les conditions d'oscillations puisque le gain effectif sur la sortie

accessible devient $\frac{G}{1 + j r_0 C \omega}$, d'où un retard de phase supplé-

mentaire. Exemple : avec 47 nF, on fait osciller TL 081, LF 356, CA 3140.

2) Amplificateur non-inverseur (fig. 25).

$$\text{Pour l'A. OP. idéal, } e_- = \tau s = \frac{R_1}{R_1 + R_2} s = e_+.$$

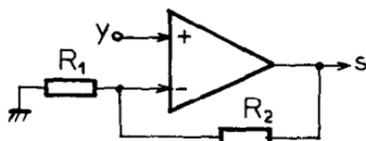


Fig. 25

$$A = s/e^+ = 1/\tau.$$

Pour l'A. OP. parfait, $s = G(e_+ - \tau s) \Rightarrow s = \frac{G}{1 + \tau G}$.

$$A = \frac{G}{1 + \tau G} \quad \left| \quad \begin{array}{ll} A \simeq 1/\tau & \text{si } |G| \gg 1/\tau \\ A \simeq G & \text{si } |G| \ll 1/\tau. \end{array} \right.$$

La courbe de gain est donc formée, avec le même A. OP. hypothétique compensé, d'une horizontale et d'une oblique, dont l'intersection définit exactement la bande passante à -3 dB, puisque pour ce point $G = -j/\tau$: fig. 26 a. D'autre part, en faisant varier τ , on voit que le produit gain-bande passante est constant : ici 10 kHz.

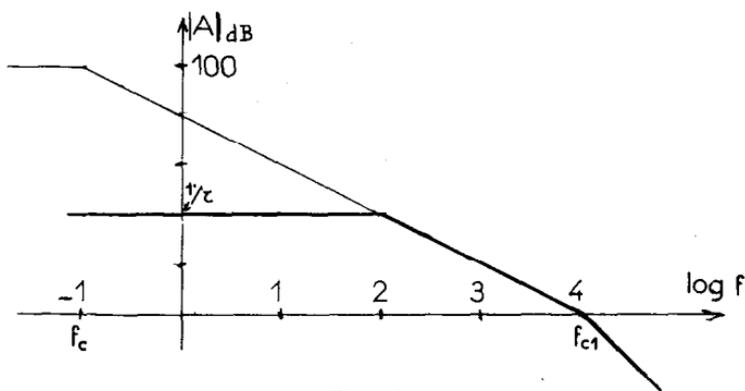


Fig. 26 a.

Le gain de boucle étant $-\tau G$, le montage est à l'abri d'oscillations si lorsque $\arg G = \pi$, $|G| < 1/\tau$; cette condition est moins restrictive que pour le suiveur, tout A. OP. compensé en suiveur (compensation dite universelle) l'est ici ; c'est le cas des A. OP. à compensation interne, sauf LF 357, qui ne fonctionne que pour $\tau < 1/3$. Si la compensation est extérieure, il vaut mieux la définir d'après la fig. 26 b, en menant un segment à -20 dB/décade depuis le point $(\log f_{c1}, 1/\tau)$; ainsi la bande passante peut

demeurer à f_{c1} , ici 10 kHz, quel que soit le gain. Ce type d'A. OP. permet donc d'optimiser la bande passante.

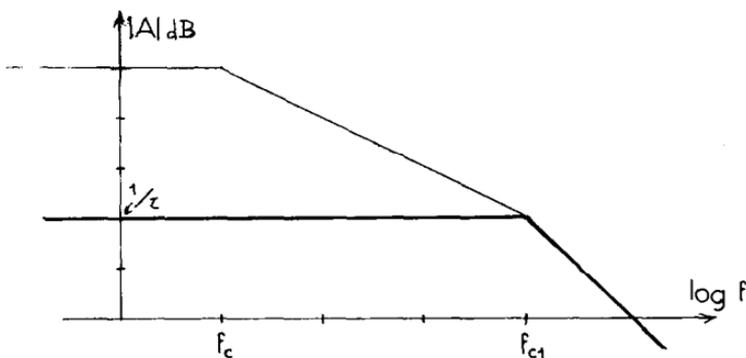
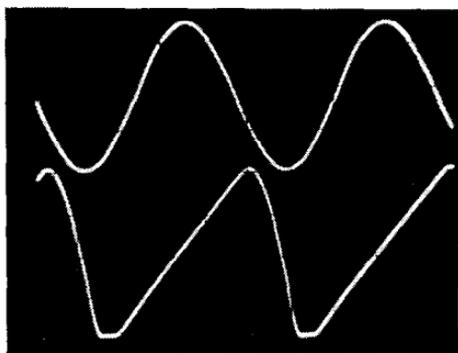


Fig. 26 b.

Mais la bande passante trouvée ne concerne en fait que les petits signaux, sinon c'est le slew-rate qui peut intervenir. En effet pour sortir un signal sinusoïdal d'amplitude a et de pulsation ω , $a\omega$ doit être inférieur au slew-rate. Un bon slew-rate demande une compensation légère, mais une compensation légère ne peut convenir qu'à un gain dépassant un certain minimum. Et si ce minimum est plus grand que ce que l'on désire, portant par exemple la sortie en butée? Une solution logique, mais curieuse consiste [1], à d'abord atténuer le signal d'entrée pour l'amplifier davantage ensuite. Ainsi la photo 4 montre les résultats de l'amplification avec un gain de 2 d'un signal de 4 V d'amplitude à 100 kHz, avec SFC 2709 de deux façons différentes. La sortie du signal supérieur est obtenue par atténuation préalable de 100 suivie d'un gain de 200; la compensation compre-



Photographie 4.

nant $1,5 \text{ k}\Omega$ en série avec 10 pF . A la partie inférieure, l'amplification est directe avec la compensation universelle.

Echelles : 5 V/div et $2 \mu\text{s/div}$.

Il est clair que pour sortir 8 V d'amplitude à cette fréquence et cet A. OP. il n'y a pas d'autre solution. Mais il serait préférable de faire une amplification directe par LM 318 ou par un étage à transistors.

L'impédance d'entrée du montage n'est due pratiquement qu'à C_c comme dans le suiveur. On trouve facilement que celle

$$\text{de sortie est : } Z_s = \frac{r_0}{1 + \tau G}$$

Si l'on veut obtenir un décalage de la sortie, il n'est pas recommandé d'utiliser la correction d'offset qui n'est pas faite pour cela. C'est pourtant ce que fait le pH-mètre du C.E.M.S., et comme la plage de réglage est insuffisante, la standardisation peut s'avérer impossible. Dans ce pH-mètre, le voltmètre est branché entre S et un point à potentiel fixe ($0,7 \text{ V}$). Il est plus fiable et plus rationnel que le réglage porte sur le potentiel de ce point. On peut encore ramener le pied du pont diviseur, noir à la masse, mais à un autre potentiel.

3) Amplificateur inverseur (fig. 27).

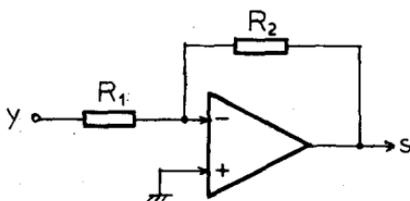


Fig. 27

Pour l'A. OP. idéal :

$$y/R_1 + s/R_2 = 0 \Rightarrow A = \frac{s}{y} = -R_2/R_1$$

Pour l'A. OP. parfait :

$$s = G \left(0 - \frac{y R_2}{R_1 + R_2} - \frac{s R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\text{Avec } \tau = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \text{ il vient : } A = \frac{-G(1 - \tau)}{1 + \tau G}$$

$$A \approx \frac{-(1-\tau)}{\tau} = \frac{-R_2}{R_1} \quad \text{si } |G| \gg 1/\tau$$

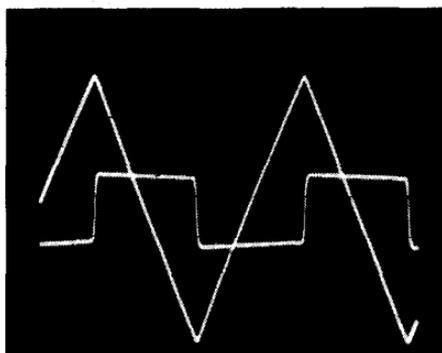
$$\text{et } A \approx -G(1-\tau) \quad \text{si } |G| \ll 1/\tau.$$

La courbe de gain est donc formée de deux demi-droites ; quant à la compensation, elle est déterminée par τ , c'est donc la même que celle de l'ampli non inverseur de même τ . Par contre l'impédance d'entrée, égale à R_1 , est beaucoup plus faible que dans le précédent montage ; mais l'impédance de sortie est

$$\text{la même, } Z_1 = \frac{r_0}{1 + \tau G}.$$

Un intérêt de l'ampli inverseur est de permettre l'observation de la tension différentielle d'entrée, égale à $-e_-$.

La photo 5 montre la sortie et l'entrée e_- d'ampli de gain -10 réalisé avec le $\mu A 741$, attaqué par le signal triangulaire d'un multivibrateur (par l'intermédiaire d'un suiveur). Echelles : 2 V/div pour s ; 20 mV/div pour e_- ; 50 μs /div.



Photographie 5.

On devine alors que $(e_+ - e_-)$ est à une constante multiplicative près égale à ds/dt . C'est bien le cas [10].

Il faut se rappeler qu'avec sa correction à -6 dB/octave, la pulsation de coupure ω_c est très basse, et qu'au-dessus :

$$G = \frac{G_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \approx -G_0 j \frac{\omega_c}{\omega}.$$

Donc pour des grandeurs sinusoïdales de pulsation ω :

$$e_+ - e_- = \frac{s}{G} = \frac{j\omega s}{G_0 \omega_c} = \frac{1}{G_0 \omega_c} ds/dt.$$

Pour des grandeurs périodiques non sinusoïdales, il suffit de considérer le développement en série de Fourier pour démontrer ce résultat.

Nous avons photo 5 : $ds/dt = 10^5$ V/s et $e_- = \pm 18$ mV. D'où : $G_0 \omega_c = 5,5 \cdot 10^6$ rad. s⁻¹ et $G_0 f_c = 900$ kHz.

Ce résultat donne la partie oblique du graphe de $|G|$: fig. 28. Il reste à mesurer G_0 pour trouver la partie horizontale, par le montage de la fig. 29. L'A. OP. testé A1 est un ampli de gain $-3/4$, dont l'entrée est reliée successivement à $+E$ et $-E$, d'où : $s_1 = -9$ V et $s_2 = 9$ V.

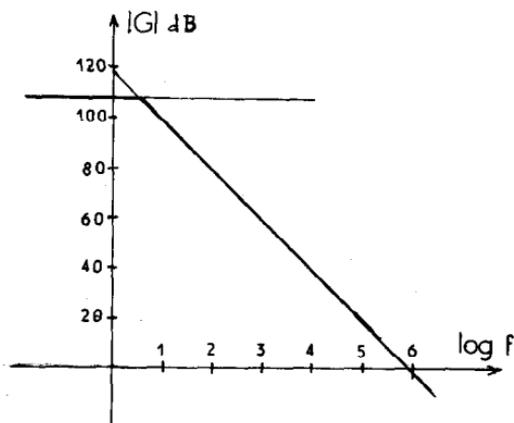


Fig. 28

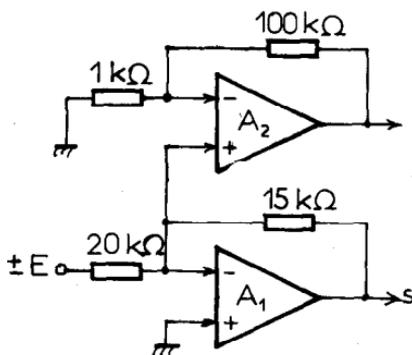


Fig. 29

$G_0 = \frac{18 \text{ V}}{e_{-1} - e_{-2}}$. La différence $e_{-1} - e_{-2}$ est déterminée après multiplication par 100 par l'A. OP. auxiliaire A_2 .

Procédant par différence, les offsets de A_1 et A_2 ne faussent pas le résultat. Cette méthode de mesure continue est parfaitement rigoureuse, ce qui ne serait pas le cas en signaux variables, à cause de la très faible valeur de f_c . Le tableau 6 donne les résultats. Les A. OP. à compensation externe sont testés avec la compensation universelle. Signalons un défaut du LM 324 au passage de s par zéro : nous déconseillons formellement cet A. OP.

Tableau 6

	$\mu\text{A 741}$	TL 081	CA 3140	LF 356	LF 357	TL 080
G_0	$2 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^4$	$3,6 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	$1,3 \cdot 10^5$
G_0 (dB)	106	110	96	111	110	102
$G_0 \omega_c$ (rad. s ⁻¹) ..	$5,6 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^7$	$2,3 \cdot 10^7$	$2,7 \cdot 10^7$	$1,3 \cdot 10^8$	$5 \cdot 10^7$
f_u (Hz)	900 K	3,2 M	3,7 M	4,3 M	21 M	8 M
f_c (Hz)	4,5	11	60	12	70	60
	CA 3130	LM 318	SFC 2709	LM 301	LM 324	
G_0	$3 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	$5 \cdot 10^4$	$9 \cdot 10^4$	$1,2 \cdot 10^6$	
G_0 (dB)	110	110	94	99	121	
$G_0 \omega_c$ (rad. s ⁻¹) ..	$3 \cdot 10^7$	$8 \cdot 10^8$	$7 \cdot 10^7$	$6,7 \cdot 10^7$	$5 \cdot 10^6$	
f_u (Hz)	4,8 M	130 M	11 M	11 M	800 K	
f_c (Hz)	16	400	220	120	0,7	

4) Sommateurs et soustracteurs.

Dans le sommateur de la fig. 30, on voit facilement, pour l'A. OP. idéal :

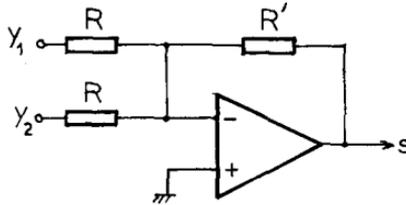


Fig. 30

que :

$$s = -\frac{R'}{R}(y_1 + y_2).$$

Pour obtenir de fortes impédances d'entrée, on peut le faire précéder de deux suiveurs ; nous ne connaissons pas de sommateurs à forte impédance d'entrée à moins de trois A.OP. Un soustracteur est donné fig. 31 :

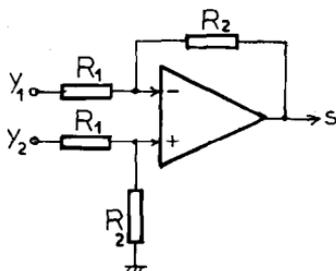


Fig. 31

$$e_- = y_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad e_+ = y_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$e_- = e_+ \Rightarrow s = (y_2 - y_1) R_2/R_1.$$

Ce montage peut servir [9] à étudier une dernière imperfection de l'A.OP., à savoir le gain de mode commun g , et l'équation de l'A.OP. doit être écrite :

$$s = G(e_+ - e_- + e_{of}) + g \frac{(e_+ + e_-)}{2} \quad [5].$$

Le rapport de réjection de mode commun est égal à $|G/g|$, il dépend évidemment de la fréquence. Pour le mesurer on réunit les deux entrées fig. 31, et on les relie successivement à $+E$ et à $-E$. En principe la sortie est nulle, une des quatre résistances ajustables permet d'ajuster rigoureusement s à zéro. Appelons δ la tension différentielle d'entrée $\delta = e_+ - e_-$ et

$c = \frac{e_+ + e_-}{2}$ la tension d'entrée de mode commun :

$$s_1 = G_0(\delta_1 + e_{of}) + g_0 c_1 = 0$$

$$s_2 = G_0(\delta_2 + e_{of}) + g_0 c_2 = 0.$$

$$G_0(\delta_1 - \delta_2) + g_0(c_1 - c_2) = 0 \Rightarrow \frac{G_0}{g_0} = -\frac{c_1 - c_2}{\delta_1 - \delta_2}.$$

On a pris $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$, de sorte que $c_1 - c_2 = 18 \text{ V}$.

δ_1 et δ_2 se mesurent directement au voltmètre numérique, sauf pour LM 318 et LF 357 qui entrent alors en oscillations.

Le même montage permet d'étudier les tensions limite d'entrée; il suffit de relier l'entrée à une source variable de 20 V et d'observer s , qui décroche brusquement de zéro quand on a dépassé la valeur admissible; on constate que parfois l'entrée peut aller au-delà de $\pm E$. Le tableau 7 donne les deux séries de résultats.

Tableau 7

	μA 741	TL 081	CA 3140	LF 356	LF 357
G_0/g_0	-45 000	-60 000	-7 000	45 000	
RRMC (dB)	93	95	77	93	
e_{max} (V)	12,13	12,49	9,85	12,03	12,27
e_{min} (V)	-10,12	-10,80	-12,67	-10,93	-11,05
	TL 080	CA 3130	LM 318	SFC 2709	LM 301
G_0/g_0	2 000	-45 000		-1 500	-45 000
RRMC (dB)	66	93		63	93
e_{max} (V)	13,06	10,44	9,80	8,87	12,68
e_{min} (V)	-11,14	-12,40	-9,02	-11,50	-10,00

Il existe un soustracteur à fortes impédances d'entrées à deux A.O.P. [8] : fig. 32.

$$s = 2(y_2 - y_1).$$

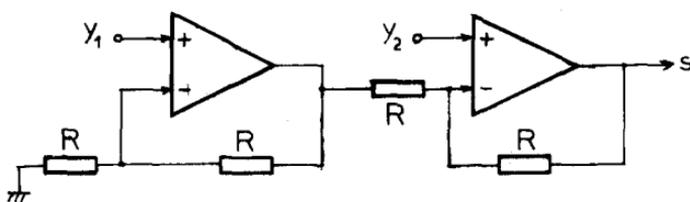


Fig. 32

5) Convertisseurs courant-tension et tension-courant.

La fig. 33 représente un convertisseur courant-tension : $s = -RI$.

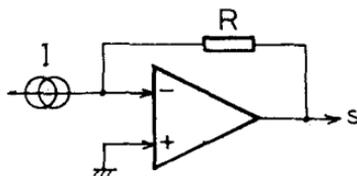


Fig. 33

La fig. 34 est celle d'un convertisseur tension-courant ($I = y/R$), où le dipôle d'utilisation, D, n'a aucune borne à la masse. Dans celui de la fig. 35, D, sans être à la masse a une borne au potentiel de la masse (masse virtuelle).

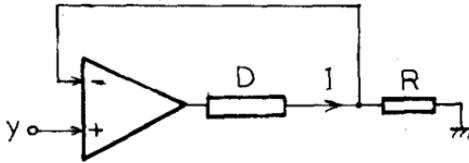


Fig. 34

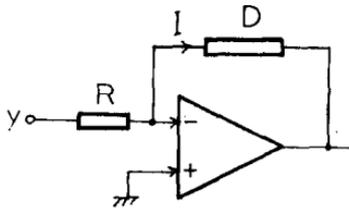


Fig. 35

Dans le convertisseur de la fig. 36 [6] [7], D est à la masse :

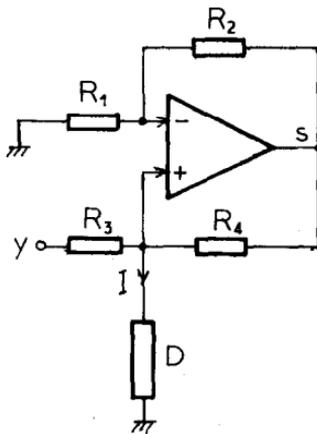


Fig. 36

$$I = \frac{y - e_+}{R_3} + \frac{s - e_+}{R_4} \quad e_+ = e_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$I = \frac{y}{R_3} + s \frac{R_3 R_2 - R_1 R_4}{R_3 R_4 (R_1 + R_2)} = \frac{y}{R_3} \quad \text{si} \quad R_3 R_2 = R_1 R_4.$$

6) Intégrateurs et dérivateurs.

Le montage théorique du dérivateur est celui de la fig. 37 ;

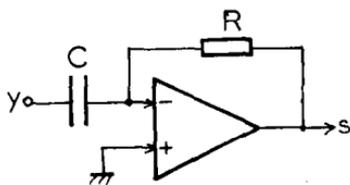


Fig. 37

en effet le courant dans C est $i = C \frac{dy}{dt}$, et ce courant se retrouvant dans R, on obtient :

$$s = -RC \frac{dy}{dt}.$$

Mais pour l'A. OP. parfait se pose le problème de la stabilité :

$$\tau = \frac{1/jC\omega}{1/jC\omega + R} = \frac{1}{1 + jf/f_0} \quad \text{avec} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

τ apporte un retard de phase $\pi/2$ au-dessus de f_0 dans $G\tau$.

f_0 étant normalement inférieure à f_{c1} , le montage oscille, bien que l'oscillation soit souvent à faible amplitude.

Pour stabiliser le montage, on peut [2] [3] [7] introduire une résistance $r \ll R$ en série avec C : fig. 38. De la sorte :

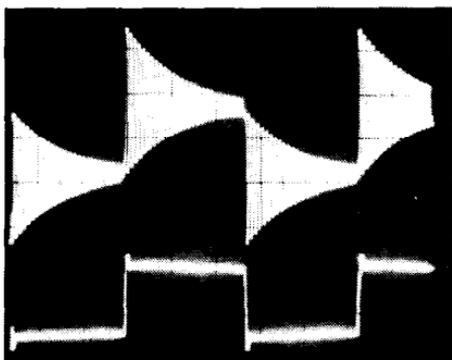
$$\tau = \frac{1 + jrC\omega}{1 + j(R+r)C\omega} \quad \text{et } \tau \text{ ne donne plus de déphasage loin au-dessus de } f_0.$$

Par contre, l'expression de s devient :

$$s = -y \frac{jRC\omega}{1 + jrC\omega} \quad (\text{A. OP. idéal})$$

et le montage n'est plus qu'approximativement dérivateur, à condition que $rC\omega \ll 1$.

La photo 6 montre la dérivation du signal triangulaire d'un multivibrateur par un dérivateur de fig. 37 ($R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$) ainsi que par un dérivateur analogue de fig. 38 (avec en outre $r = 100 \text{ }\Omega$). Les deux utilisent un TL081. Le premier donne des trains d'oscillations amorties à sa fréquence d'auto-oscillation à chaque changement de pente de y . Le second est



Photographie 6.

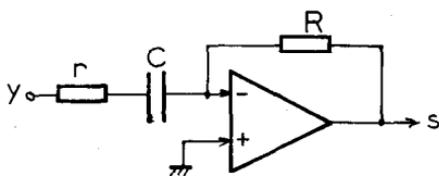


Fig. 38

correct, les petites oscillations parasites étant induites par le premier montage, elles n'existent pas quand le second est seul.

Echelles : 1 V/div et 0,5 mS/div.

Le schéma de principe de l'intégrateur est celui de la fig. 39.

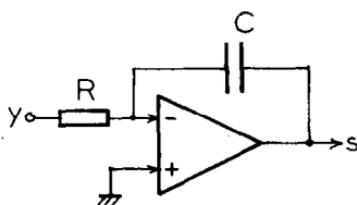


Fig. 39

En effet :

$$y/R = -C ds/dt \Rightarrow s = -\frac{1}{RC} \int y dt.$$

Le montage tel quel ne peut du tout fonctionner en réalité. En l'absence de signal d'entrée, la sortie se met en butée haute ou basse selon le signe de son offset en raison de l'absence de

contre-réaction continue ; avec un signal d'entrée la sortie est déformée par la butée. Un remède consiste à mettre en parallèle sur C une forte résistance R' (fig. 40), mais l'intégrateur n'est plus rigoureux.

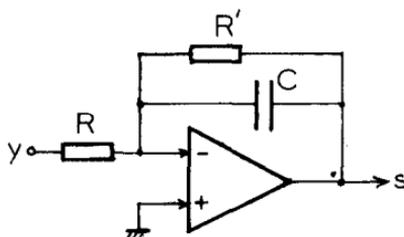


Fig. 40

$$\text{En effet : } \frac{s}{y} = - \frac{R'}{R} \times \frac{1}{1 + j R' C \omega}.$$

$$\text{Il faut la condition } \omega \gg \frac{1}{R'C} \text{ pour obtenir } \frac{s}{y} \simeq - \frac{1}{j R C \omega}.$$

Il y a également une limite supérieure à ω à cause de l'A. O. P. lui-même. Le gain du montage est celui de l'ampli inverseur :

$$A = - \frac{1 - \tau}{\tau} \frac{G \tau}{1 + \tau G} = - \frac{R'}{R(1 + j R' C \omega)} \frac{G \tau}{1 + \tau G}.$$

Lorsque ω augmente, τ tend rapidement vers 1 et $\frac{G}{1 + G}$ reste pratiquement égal à 1 à condition que $\omega \ll f_{c1} \times 2\pi$.

Le montage est donc intégrateur entre les fréquences $1/2\pi R'C$ et f_{c1} .

En ce qui concerne la stabilité, τ présente une avance de phase, ce qui est favorable. Mais cette avance tend vers zéro et τ tend vers 1 lorsque la fréquence augmente, donc $G\tau$ est équivalent à G , et la compensation du suiveur est donc nécessaire et suffisante.

Les fig. 39 et 40 utilisent en fait le convertisseur tension-courant de la fig. 35, à masse virtuelle. On peut aussi utiliser un convertisseur à charge à la masse, tel celui de la fig. 36 ; là encore, C doit être en parallèle avec une résistance R' . Toutefois quel que soit le type de convertisseur, on peut s'affranchir de cette résistance, et rendre l'intégrateur rigoureux, en déchargeant périodiquement le condensateur. Ainsi le montage de la fig. 41 :

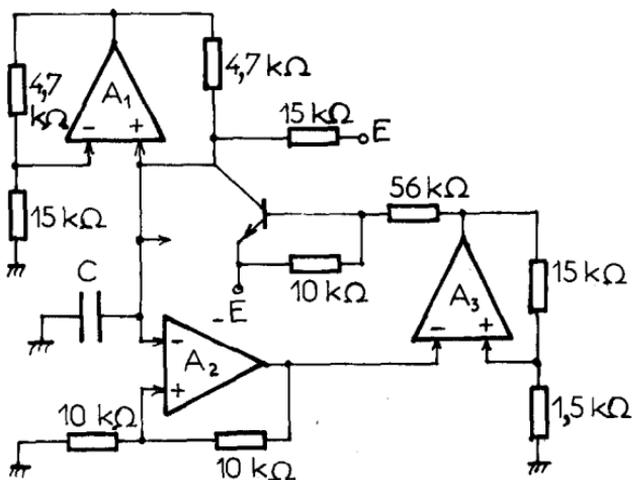
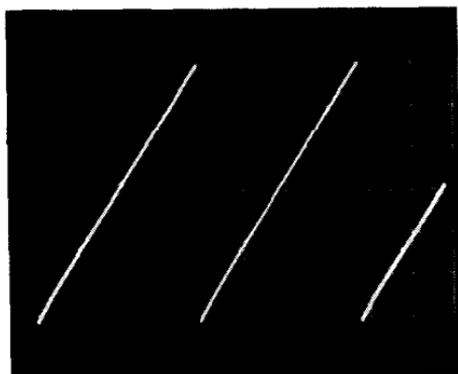


Fig. 41

on reconnaît en A_1 le générateur de courant qui charge C. Dès que le seuil haut du trigger A_2 est atteint, sa sortie bascule en butée basse, celle de A_3 en butée haute, rendant conducteur le transistor qui décharge rapidement C jusqu'au seuil bas du trigger et le processus se répète. On obtient donc une dent de scie telle photo 7, avec $C = 0,27 \mu\text{F}$.

Echelles : 2 V/div et 1 mS/div.



Photographie 7.

Nous avons utilisé ce montage au lycée pour étudier la charge linéaire du condensateur. Le courant de charge peut être connu en remplaçant C par un milliampèremètre en série avec une

résistance variable, pour montrer qu'il s'agit bien d'un générateur de courant (tant que le seuil haut du trigger n'est pas atteint).

7) Filtrés actifs.

D'une façon générale, le gain d'un filtre, qui s'appelle aussi fonction de transfert lorsqu'il utilise le paramètre $p = j\omega$, se présente sous la forme :

$$A = N(p)/D(p).$$

$N(p)$ et $D(p)$ sont deux polynômes en p ; le degré de $D(p)$, supérieur ou égal à celui de N s'appelle l'ordre du filtre [11] [12] [13].

Les filtres passe-bas et passe-haut du premier ordre sont respectivement ceux des fig. 42 a et 42 b; l'A. OP. n'y intervient que

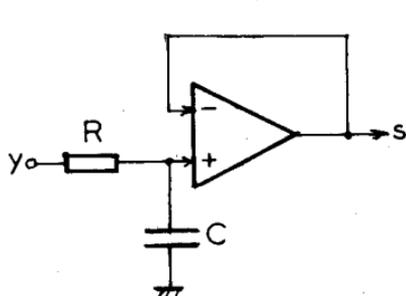


Fig. 42 a.

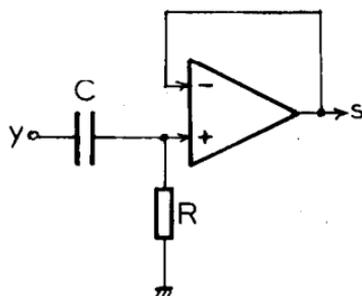


Fig. 42 b.

comme suiveur. Les gains respectifs sont $1/1 + RCp$ pour le passe-bas et $RCp/1 + RCp$ pour le passe-haut, d'où les courbes de gain fig. 43 a et 43 b, avec par exemple $R = 16 \text{ k}\Omega$ et $C = 10 \text{ nF}$.

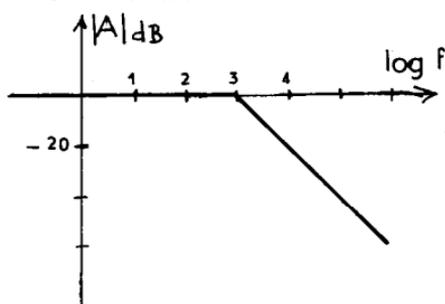


fig. 43 a.

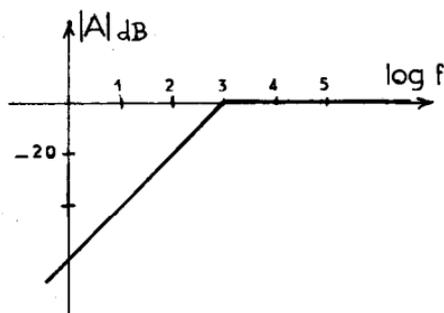


Fig. 43 b.

Le passe-haut est en toute rigueur un passe-bande à cause de l'atténuation propre de l'A. OP. L'atténuation de ces filtres est à 20 dB/décade.

Un filtre passe-bas du second ordre présente le gain :

$$A = \frac{A_0}{1 + ap + bp^2}. \quad A_0 \text{ est un réel ; } a \text{ et } b \text{ des réels positifs.}$$

On peut distinguer la pulsation $\omega_0 = 1/\sqrt{b}$ qui annule $(1 + bp^2)$ et définir le coefficient de surtension :

$$Q = \frac{|A|_{\omega_0}}{|A_0|} = \frac{\sqrt{b}}{a}.$$

D'où l'expression de A :
$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{1}{Q\omega_0}p + \frac{1}{\omega_0^2}p^2}.$$

$$\left| \frac{A}{A_0} \right|_{\text{dB}} = -10 \log \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2 Q^2} \right].$$

La courbe de gain en fonction de f/f_0 ne dépend donc que de Q : fig. 44 avec 3 valeurs de Q .

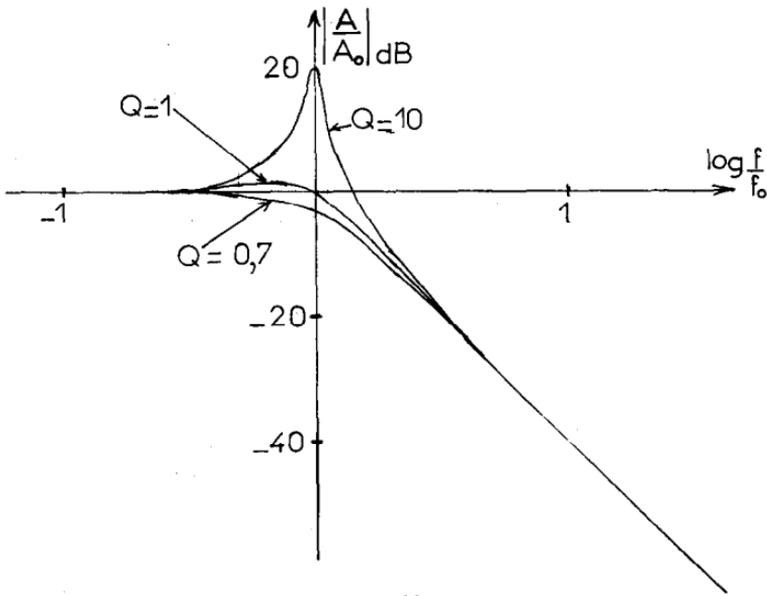


Fig. 44

Les 3 courbes sont pratiquement confondues pour $f < \frac{1}{3} f_0$.

où $A \simeq A_0$ et pour $f > 3 f_0$ avec une atténuation de 40 dB/décade. La valeur $Q = \sqrt{2}/2$ est la plus grande pour laquelle il n'y a aucune remontée de gain ; elle donne la courbe la plus plate et d'autre part f_0 représente la fréquence de coupure à -3 dB. Pour $Q = 1$, la courbe est pratiquement assimilable à deux demi-droites et le maximum de gain n'atteint que 1,25 dB. Ces deux valeurs délimitent la zone intéressante d'un filtre utilisé seul.

Pour la réalisation du filtre, une méthode à ne pas employer est de mettre deux filtres du premier ordre en cascade, car Q sera égal au mieux à 0,5. Le filtre à structure de SALLEN et KEY (fig. 45) est un des plus employés [7] [11] [13].

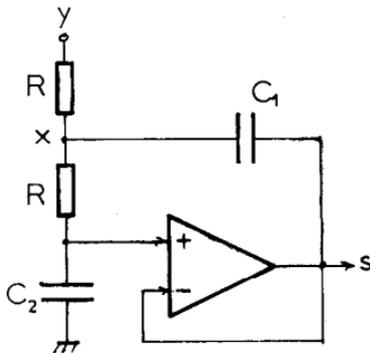


Fig. 45

Calculons son gain :

$$s = e_- = e_+ = x/(1 + RC_2 p)$$

$$\frac{y-x}{R} + \frac{s-x}{R} + (s-x)C_1 p = 0$$

$$\frac{y}{R} + s \left[\frac{1}{R} + C_1 p \right] - s [1 + RC_2 p] \left[\frac{2}{R} + C_1 p \right] = 0$$

$$A = \frac{s}{y} = \frac{1}{1 + 2RC_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$

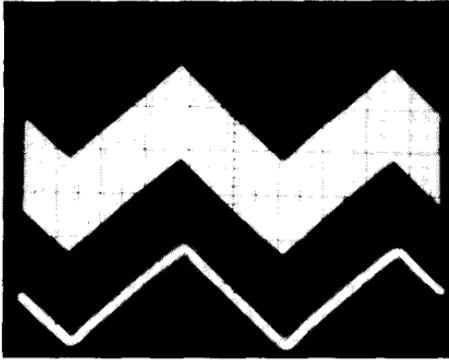
$$\text{D'où : } \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Lorsque ω augmente, τ' équivalent à $\frac{1}{jC_2 R \omega}$ tend vers zéro,

de sorte que $G(\tau - \tau')$ est équivalent à G ; donc la compensation convenable à l'A. OP. est ici celle du suiveur.

Nous avons combiné par le soustracteur de la fig. 32 les signaux triangulaires de deux multivibrateurs dont les fréquences respectives sont 100 Hz et 10 kHz.

La photo 8 montre ce signal composite avant et après la sortie du filtre réalisé avec le CA 3140, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 220 \text{ nF}$, $C_2 = 68 \text{ nF}$. La fréquence de coupure est donc $f_0 = 870 \text{ Hz}$ et $Q = 0,9$. Echelles : 2 mS/div et 1 V/div.



Photographie 8.

Les filtres passe-haut du second ordre présentent de même le gain :

$$A = \frac{A_{\infty} p^2}{\omega_0^2 + p \omega_0/Q + p^2}$$

$$\text{d'où : } \left| \frac{A}{A_{\infty}} \right|_{\text{dB}} = -10 \log \left[\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2 Q^2} \right].$$

On retrouve la même expression que $\left| \frac{A}{A_{\infty}} \right|_{\text{dB}}$ du filtre passe-bas par le changement de variable $\omega = \omega_0^2/\omega'$, soit

$$\log \left(\frac{f}{f_0} \right) = -\log \frac{f'}{f_0}.$$

Par suite, la courbe de gain est celle de la fig. 44 retournée autour de l'axe des ordonnées, pour la même valeur de Q . Le filtre passe-haut de SALLEN et KEY est celui de la fig. 46, dont on trouve par un calcul analogue :

$$A = \frac{R_1 R_2 C^2 p^2}{1 + 2 R_1 C p + R_1 R_2 C^2 p^2}.$$

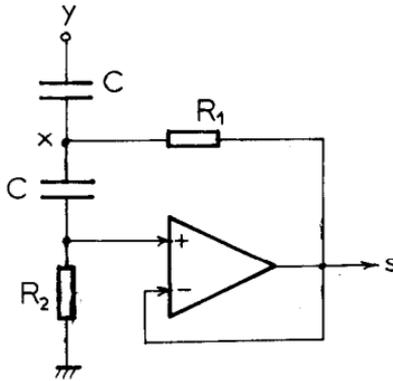
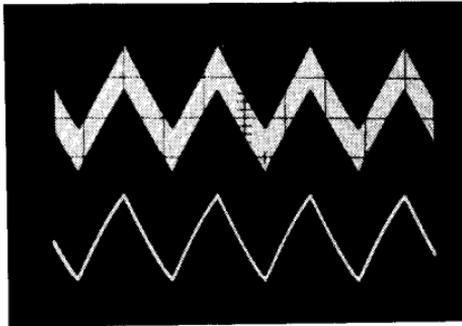


Fig. 46

$$\text{D'où : } \omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

Là encore τ' tend rapidement vers zéro et la compensation à utiliser est celle du suiveur. La photo 9 montre le signal composite précédent à l'entrée et à la sortie du filtre réalisé avec le CA 3140 ; $C = 10 \text{ nF}$; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$ soit $f_0 = 875 \text{ Hz}$ et $Q = 0,91$. Echelles : $50 \mu\text{s/div}$ et 1 V/div .



Photographie 9.

Avec un générateur sinusoïdal, on peut construire point par point les diagrammes de BODE des filtres.

Les filtres passe-bande du second ordre ont un gain :

$$A = \frac{A_0}{1 + a/p + bp}$$

Le gain maximal est A_0 pour la pulsation $\omega_0 = \sqrt{a/b}$.

Le coefficient de qualité Q est défini par $Q = \omega_0/\Delta\omega$, $\Delta\omega$ étant la largeur de bande à -3 dB; les pulsations ω_1 et ω_2

délimitant cette bande sont telles que $\frac{a}{\omega} - b\omega = \pm 1$.

$$b\omega^2 \pm \omega - a = 0$$

$$\omega = \frac{\pm 1 + \sqrt{1 + 4ab}}{2b} \Rightarrow \omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega = 1/b.$$

D'où : $b = 1/\Delta\omega = Q/\omega_0$ et $a = b\omega_0^2 = Q\omega_0$.

Finalement :

$$A = \frac{A_0}{1 + \frac{Q\omega_0}{p} + \frac{Q}{\omega_0} p}$$

La fig. 47 donne le graphe :

$$\left| \frac{A}{A_0} \right|_{dB} = -10 \log \left[1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2 \right],$$

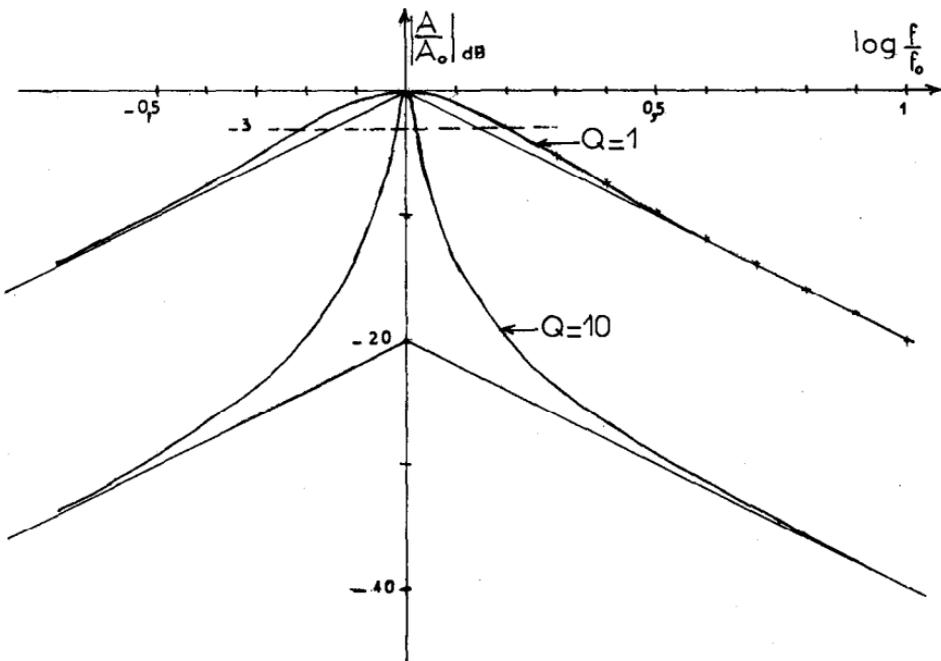


Fig. 47

en fonction de $\log f/f_0$, pour $Q = 1$ et $Q = 10$. Chaque courbe a deux asymptotes de pentes ± 20 dB/décade passant par le point $(0, -20 \log Q)$. Ici plus Q est élevé, plus le filtre est sélectif, donc la mise en cascade d'un passe-haut et d'un passe-bas est encore moins intéressante, avec un Q de seulement 0,5.

Il n'y a pas de filtre de SALLEN et KEY passe-bande du second ordre, mais il existe malgré tout de nombreux types possibles [11] [12]. Nous ajouterons celui de la fig. 48, dont la conception est guidée directement par la relation :

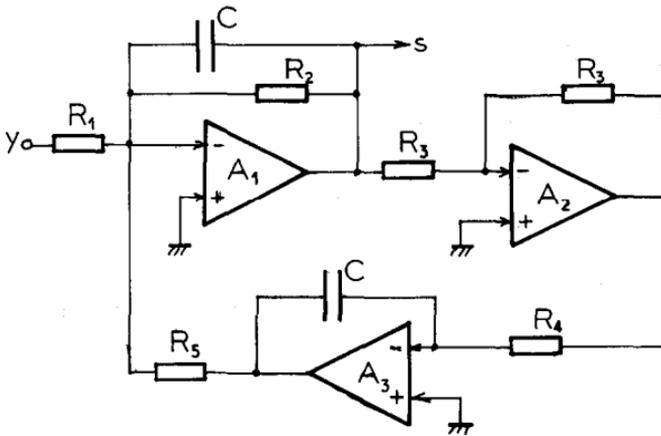


Fig. 48

$$-A_0 y + s \left[1 + \frac{a}{p} + bp \right] = 0.$$

En effet, avec seulement A_1 , R_1 , R_2 et C , on a déjà :

$$\frac{y}{R_1} + s \left[\frac{1}{R_2} + Cp \right] = 0.$$

Il ne manque que le terme en s/p . Pour l'obtenir, on ajoute l'inverseur A_2 et l'intégrateur A_3 . Le gain du filtre est alors :

$$A = \frac{-R_2/R_1}{1 + R_2 Cp + \frac{R_2}{R_4 R_5 Cp}}$$

$$\text{D'où : } \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_4 R_5}}; \quad Q = \frac{R_2}{\sqrt{R_4 R_5}}; \quad A_0 = -\frac{R_2}{R_1}.$$

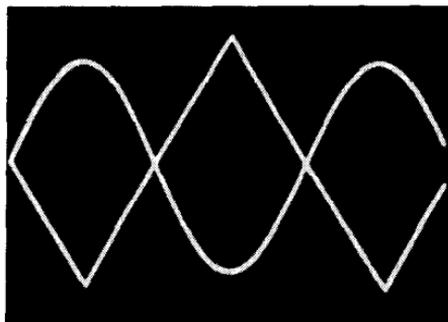
Ce filtre permet théoriquement des réglages indépendants de ces trois paramètres, à condition de procéder dans un ordre déterminé :

- d'abord ω_0 par $R_4 R_5$ (potentiomètre double),
- puis Q par R_2 , ce qui ne modifie pas ω_0 ,
- puis A_0 par R_1 , ce qui ne modifie ni ω_0 ni Q .

Un autre grand intérêt est de permettre des valeurs très élevées de Q sans entrer en oscillation. Nous avons par exemple obtenu $Q = 5\,500$ avec un TL084 pour $R_2 = 1\text{ M}\Omega$; $R_4 = R_5 = 180\ \Omega$; $C = 0,22\ \mu\text{F}$. Cependant il s'agit de la valeur théorique, car le Q réellement mesuré dans ces conditions est de 600; A_0 lui aussi est 10 fois plus faible que prévu, tout cela parce que les A.OP. ne sont pas idéaux.

Pour réaliser la photo 10, on a pris $R_1 = 100\text{ k}\Omega$; $R_2 = 1\text{ M}\Omega$; $R_3 = 22\text{ k}\Omega$; $C = 0,22\ \mu\text{F}$; $R_4 = R_5 = 4,7\text{ k}\Omega$. Le signal triangulaire filtré vient d'un multivibrateur comportant une résistance ajustable pour que sa fréquence soit f_0 .

Echelles : 1 mS/div; 0,2 V/div pour y ; 1 V/div pour s .



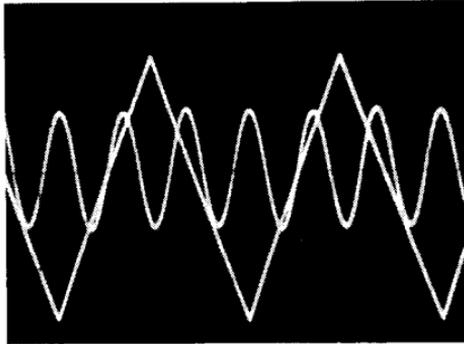
Photographie 10.

La photo 11 est obtenue avec un multivibrateur dont la fréquence est le tiers de celle du filtre, qui sélectionne donc l'harmonique trois.

Echelles : 5 mS/div; 0,2 V/div pour y et s .

Remarquons enfin que l'intégrateur de ce filtre ne pose pas de problème car la contre-réaction continue existe par l'intermédiaire de A_1 et A_2 .

Les filtres coupe-bande du second ordre ayant le même gain A_0 hors de la bande coupée ont un gain :



Photographie 11.

$$A = A_0 Q \frac{[\omega_0/p + p/\omega_0]}{1 + \frac{Q \omega_0}{p} + \frac{Q p}{\omega_0}}$$

Une méthode simple pour obtenir le coupe-bande consiste à faire suivre un passe-bande de gain A_0 négatif d'un sommateur : fig. 49 [12].

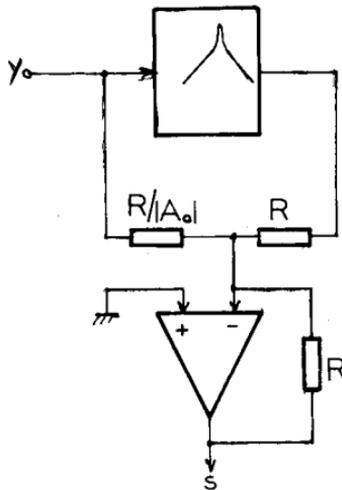


Fig. 49

Les filtres d'ordre supérieur à 2 peuvent s'obtenir par mise en cascade de filtres du premier ordre ou du second ordre [11] [13].

8) Générateurs sinusoïdaux.

Un oscillateur peut se concevoir selon un système bouclé filtre passe-bande - amplificateur aperiodique (fig. 50). Soit $A(\omega)$

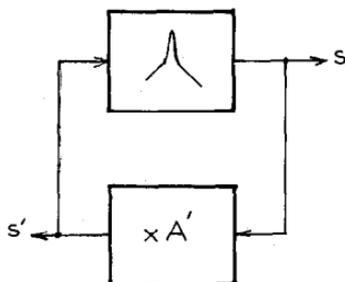


Fig. 50

le gain du filtre et A' celui de l'amplificateur ; l'oscillation est possible sur la pulsation ω , si elle existe, telle que le gain de boucle $A(\omega) A'$ soit un réel supérieur ou égal à 1. Or le filtre donne sur sa pulsation d'accord un gain A_0 réel ; c'est donc sur cette fréquence d'accord que l'oscillation est possible. D'autre part, pour que l'oscillation soit sinusoïdale, il existe deux possibilités :

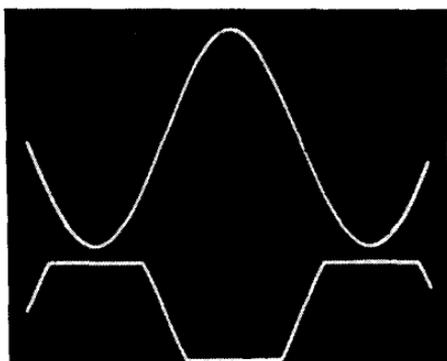
$$1) \quad A_0 A' > 1 \quad \text{avec} \quad |A_0| < 1 \quad \text{et} \quad |A'| > 1.$$

s' est fortement distordue, pratiquement trapézoïdale, mais si le filtre a un Q élevé, s' sera bien filtrée et s sinusoïdale. La condition $|A_0| < 1$ est nécessaire pour que la valeur théorique de s ne dépasse pas les butées.

$$2) \quad A_0 A' = 1.$$

s et s' sont alors sinusoïdales toutes deux, et de fait s' a souvent une amplitude plus grande, de sorte que c'est s' qui sera utilisée. Comme il n'y a pas d'harmonique à filtrer, le filtre ne nécessite pas un Q élevé. Par contre, une condition d'égalité est beaucoup plus difficile à satisfaire qu'une inégalité. Or, le moindre écart, si minime soit-il, supprime l'oscillation si $A_0 A' < 1$ et entraîne une forte distorsion si $A_0 A' > 1$.

La première méthode a été utilisée avec le filtre de la fig. 48 pour la photo 12. Les éléments du filtre sont : $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$; $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$; $R_4 = R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $C = 0,22 \text{ }\mu\text{F}$. L'ampli de gain $A' = -4,5$ a été réalisé avec le quatrième A. OP. du TL 084 et deux résistances de $22 \text{ k}\Omega$ et $100 \text{ k}\Omega$. Echelles : 1 mS/div ; 2 V/div pour s ; 10 V/div pour s' .



Photographie 12.

Ce générateur et tous ceux de ce type sont tout à fait recommandables en raison de leur simplicité, l'absence de réglage et la très faible distorsion, pour opérer à fréquence fixe ou à points fixes ; leur domaine va du dixième, voire du centième de hertz à quelques dizaines de kHz.

La fréquence pourrait être continûment variable par R_4 et R_5 (potentiomètre double), mais l'amplitude n'est pas constante, malgré la théorie faite par l'A.O.P. idéal, selon laquelle A_0 ne dépend pas de R_4 et R_5 . En fait on arrive à un rapport d'amplitudes de 0,5 pour un rapport de fréquences de 10.

Le générateur le plus employé utilisant la seconde méthode utilise le filtre à pont de WIEN (fig. 51), qui est un filtre passif.

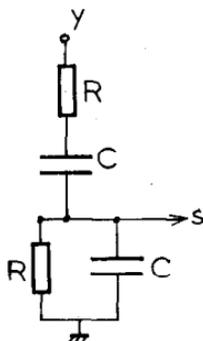


Fig. 51

Son gain est : $A = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$ avec $Z_1 = \frac{R}{1 + R C p}$ et

$$Z_2 = \frac{1 + R C p}{C p}, \text{ D'où :}$$

$$A = \frac{1/3}{1 + \frac{RCp}{3} + \frac{1}{3RCp}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad Q = \frac{1}{3}; \quad A_0 = 1/3.$$

L'ampli sera donc de $A' = 3$. Comme il est impossible d'assurer la permanence de ce gain avec des résistances ordinaires, il faut que l'une au moins varie dans le bon sens en fonction de l'amplitude de sortie. C'est pourquoi la résistance R_1 de l'ampli est en fait une lampe à incandescence : fig. 52. Si l'amplitude augmente, R_1 augmente et le gain diminue. Finalement l'amplitude se stabilise à une valeur donnant une température moyenne de filament telle que $R_2 = 2R_1$.

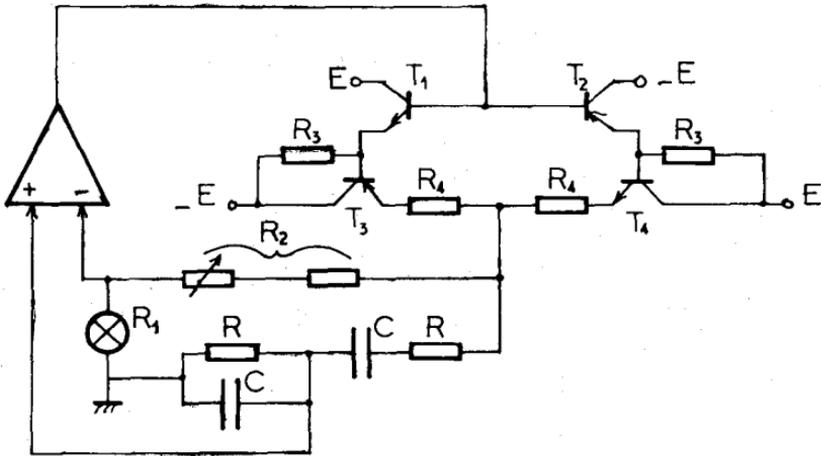


Fig. 52

L'étage de sortie à transistors a pour but de pouvoir fournir un courant suffisant à la lampe. Celle-ci est une petite ampoule à vis 6 V 100 mA ou 6 V 60 mA. Par ailleurs : T_1 : 2 N 2222 ; T_2 : 2 N 2907 ; T_3 : 2 N 2905 ; T_4 : 2 N 2219 ; R_2 : 22 Ω fixe + 100 Ω ajustable (amplitude de sortie) ; R_3 : 1,8 k Ω ; R_4 : 10 Ω .

On peut prendre comme valeurs de C : 1,5 μ F ; 150 nF ; 15 nF ; 1,5 nF ; R comprenant une résistance fixe de 1 k Ω en série avec une section d'un potentiomètre double de 10 k Ω . On obtient ainsi 4 gammes de 10 Hz à 100 kHz. Le LM 318 permet d'atteindre 1 MHz ; par contre le μ A 741 n'a pas un slew-rate suffisant pour 100 kHz.

Il est ainsi facile d'équiper, en complétant par un trigger, un lycée en générateurs peu coûteux de bonnes performances.

Pour la compensation en fréquence, τ reste égal à $1/3$ et $\tau' \rightarrow 0$ lorsque ω augmente, donc $G\tau \approx G/3$, et la compensation convenable est celle de l'ampli non inverseur de gain 3 : de fait le LF 357 peut fonctionner dans cet usage.

V. APPLICATIONS EN MODE MIXTE.

Dans ces applications, le même A. OP. pourra opérer successivement dans les modes linéaire et comparateur.

1) Redressement sans seuil simple alternance.

Un redresseur simple alternance doit donner :

$$s = \frac{1}{2} (y + |y|), \text{ ou } \frac{1}{2} (y - |y|).$$

Le redresseur passif de la fig. 53 a ne donne pas exactement ce résultat en raison de la chute de tension directe V_d aux bornes de la diode.

Pour $y > 0$, on a donc $s = y - V_d$.

V_d est d'environ 0,25 V pour le germanium et 0,6 V pour le silicium ; celui-ci étant préférable car sa conduction inverse est plus rigoureusement nulle.

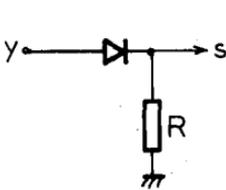


Fig. 53 a.

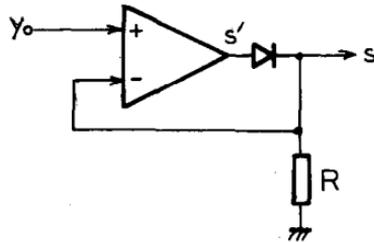


Fig. 53 b.

Le redresseur actif fig. 53 b [4] [5] élimine le seuil ; pour l'A. OP. idéal :

si $y > 0$, on est en mode linéaire et $s = y$, alors que $s' = y + V_d$,

si $y < 0$, on est en mode comparateur, $s = 0$ et $s' = U'$,

si l'A. OP. n'est que parfait, avec $y > 0$: $s' = s + V_d = G(y - s)$:

$$s = y \frac{G}{1 + G} - \frac{V_d}{1 + G}.$$

L'A.O.P. se comporte pratiquement en suiveur lorsqu'il opère en mode linéaire, il doit donc être compensé comme le suiveur. Un défaut gênant concerne les transitions de mode, qui ne peuvent être instantanées. Ainsi avec le TL 081, ce phénomène est déjà apparent à 1 kHz, la sortie est méconnaissable à 100 kHz. Le montage de la fig. 54 [3] [4] [5] ne connaît ce défaut car il reste en mode linéaire :

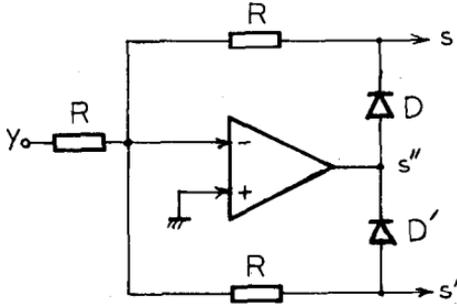


Fig. 54

Pour $y > 0$, D' conduit alors que D est bloquée :

$$s' = -y; \quad s = 0 \quad \text{et} \quad s'' = -y - V_d.$$

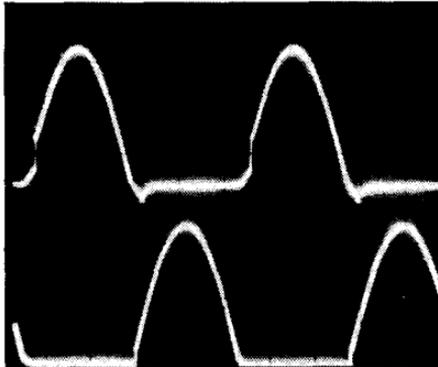
Pour $y < 0$, c'est D qui conduit, D' étant bloquée :

$$s = -y; \quad s' = 0 \quad \text{et} \quad s'' = -y + V_d.$$

$$\text{Finalement, } s = -\frac{1}{2} (y - |y|) \quad \text{et} \quad s' = -\frac{1}{2} (y + |y|).$$

La photo 13 montre le résultat obtenu par le 53 b (en haut, le moins bon) et par le 54 (s), pour une entrée sinusoïdale de 1,5 V d'amplitude à 10 kHz. Les A.O.P. sont des TL 081.

Echelles : 20 μ s/div et 0,5 V/div.



Photographie 13.

2) Redressement sans seuil double alternance.

Le redresseur double alternance le plus simple est sans conteste celui de la fig. 55, plus simple même que le simple alternance.

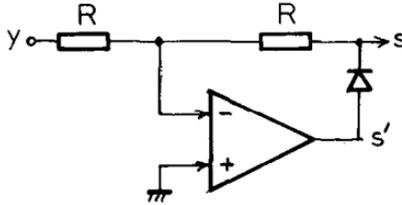


Fig. 55

Pour $y > 0$, la diode est bloquée, et $s = y$ puisqu'il ne passe aucun courant dans les résistances R ; $s' = U'$, c'est le mode comparateur.

Pour $y < 0$, c'est le mode linéaire, $s = -y$ et $s' = -y + V_d$.

Finalement, $s = |y|$.

Une autre possibilité est de faire la différence entre les sorties s et s' de la fig. 54 par le soustracteur de la fig. 32 : fig. 56.

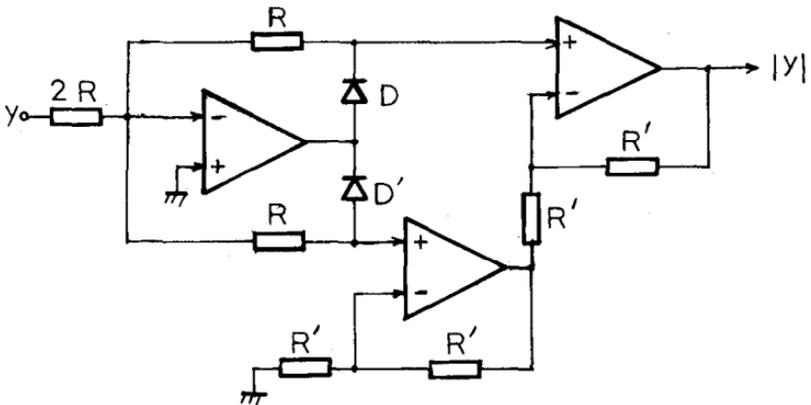
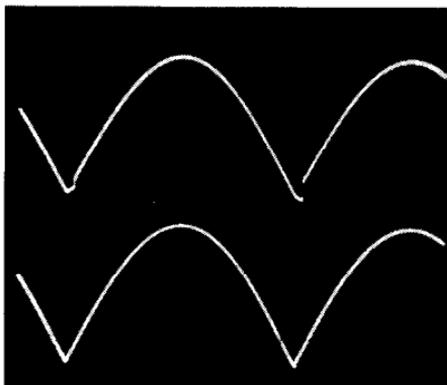


Fig. 56

Ce montage est meilleur, puisqu'il n'y a pas de transition de mode, comme le montre la photo 14 où sa sortie apparaît en bas, alors que la sortie du haut vient du montage précédent. Le signal d'entrée a une amplitude de 1,5 V et une fréquence de 1 kHz.

Echelles : 0,1 mS/div et 0,5 V/div.



Photographie 14.

3) Détecteurs de crête et de modulation.

Le détecteur passif est celui de la fig. 57 a. Selon la valeur de la constante de temps RC, il se comporte :

- soit comme un détecteur de crête, c'est-à-dire des maxima absolus de y ,
- soit comme un détecteur de modulation, c'est-à-dire des maxima relatifs de y .

Dans les deux cas, V_d fausse le résultat. L'A. OP. introduit fig. 57 b supprime cette influence. Il opère pratiquement toujours en mode comparateur, sauf au passage de y par son maximum (absolu ou relatif selon le cas), où il opère en suiveur.

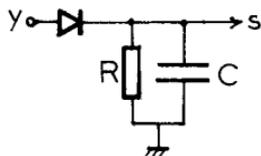


Fig. 57 a.

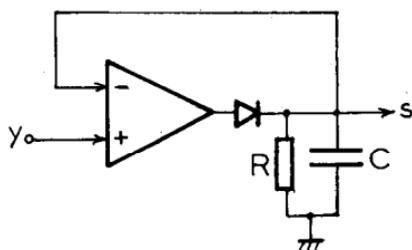


Fig. 57 b.

VI. GÉNÉRATEURS DIVERS.

Nous commencerons par les générateurs triangle-rectangle. Un exemple très simple est fourni fig. 58 [8]. On peut le définir par le système bouclé intégrateur inverseur - trigger non inverseur. Les seuils du trigger étant $-U R_1/R_2$ et $-U' R_1/R_2$, le montage ne peut fonctionner que si $R_1 < R_2$.

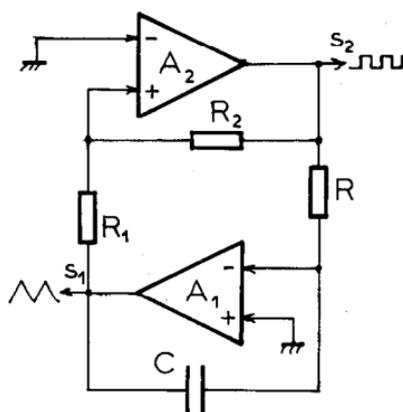


Fig. 58

Lorsque la sortie du trigger A_2 est U , $i = U/R = -C ds_1/dt$.

S_1 décroît de $-\frac{U' R_1}{R_2}$ à $-\frac{U R_1}{R_2}$, il faut pour cela le

$$\text{temps } t_1 = \frac{U - U'}{U} \frac{R R_1 C}{R_2}.$$

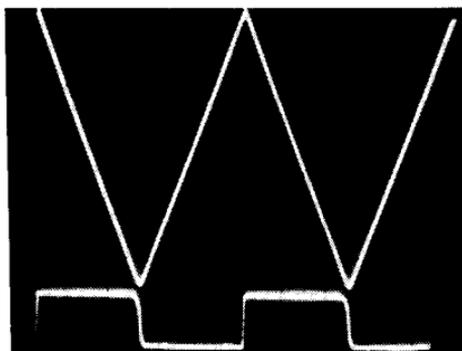
De même, le flanc montant dure $t_2 = \frac{U' - U}{U'} \frac{R R_1 C}{R_2}$.

D'où :

$$T = \frac{(U - U')^2}{U |U'|} \frac{R R_1 C}{R_2} = \frac{4 R R_1 C}{R_2} \text{ si } U' = -U.$$

La photo 15 montre les résultats. A_1 est un LF 356 et A_2 un CA 3130, tout indiqué en raison de ses tensions de butée bien symétriques et de son bon slew-rate en l'absence de compensation (inutile pour un trigger). $R = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$; $C = 2,2 \text{ nF}$.

Echelles : $5 \mu\text{s}/\text{div}$; $2 \text{ V}/\text{div}$ pour S_1 ; $20 \text{ V}/\text{div}$ pour S_2 .



Photographie 15.

Notons, sans pouvoir l'expliquer, que le CA 3140 placé en A_1 ne permet pas le fonctionnement.

On peut aussi utiliser un intégrateur avec condensateur à la masse : fig. 59, où on reconnaît l'intégrateur de la fig. 41. Le courant dans C étant U/R ou U'/R , la période a la même expression que précédemment. Le signal triangulaire est pris, non sur C, mais en sortie de A_1 , où il est à plus grande amplitude et à basse impédance. D'ailleurs, pour que S_1 évite la butée, il faut $R_2/R_1 > R'/R$. Ici, on ne peut placer en A_1 ni le CA 3140 ni le SFC 2709.

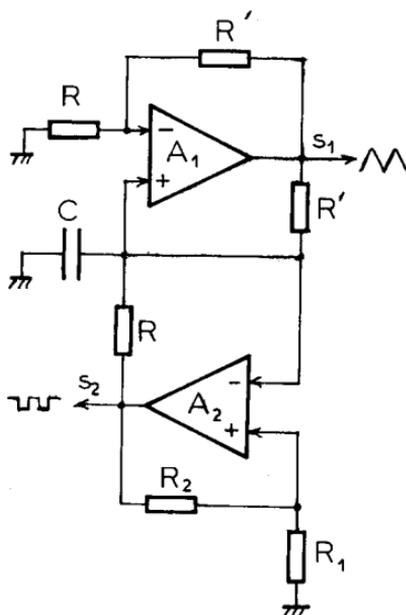


Fig. 59

Ces deux générateurs permettent un réglage continu de fréquence par R , l'amplitude restant constante. On peut atteindre les 100 kHz et descendre aussi bas que l'on veut en fréquence moyennant une C suffisante. Par contre, le réglage continu de fréquence n'étant pas réalisé par une tension de commande, ils ne sont pas vobulables.

Un exemple de générateur vobulable est donné fig. 60. La tension de commande est $v > 0$, qui passe dans le suiveur A_1 et l'inverseur A_2 . Sur le flanc descendant, la sortie de A_1 délivre le courant $(v - 0,6 \text{ V})/R$ à l'intégrateur A_3 ; la sortie du trigger A_4 est haute, ce qui bloque D_1 , confirmant le courant de charge, par contre D_4 est passante, ce qui bloque D_3 . Sur le flanc mon-

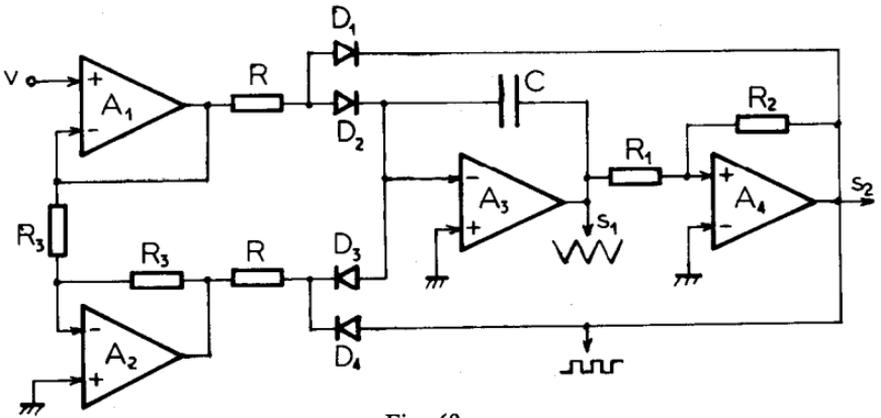


Fig. 60

tant, la situation sera inverse, c'est A_2 qui fournira à l'intégrateur le courant $-(v-0,6)/R$; la sortie basse du trigger bloque D_4 et aiguille vers elle par D_1 le courant issu de A_1 .

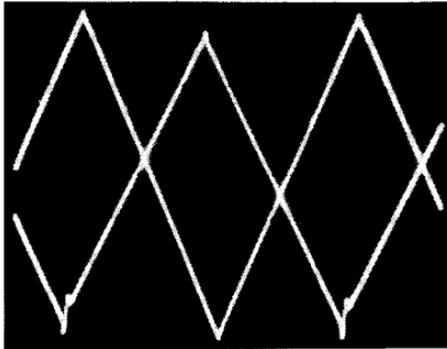
En assimilant U et U' à $\pm E$, on trouve facilement :

$$T = \frac{4ERR_1C}{(R_1 + R_2)(v - 0,6)}$$

Le rapport de gamme peut atteindre 20 sans problème.

La qualité du signal obtenu dépend de la nature de l'A. OP. A_3 . La photo 16 présente les triangles délivrés par deux générateurs identiques utilisant l'un le LF 356 (le meilleur du lot), l'autre le TL 081 en A_3 , tous deux avec un TL 080 en A_4 . Par ailleurs $R = 10 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $C = 330 \text{ pF}$; $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$; $v = 7,5 \text{ V}$.

Echelles : $2 \mu\text{s}/\text{div}$ et $2 \text{ V}/\text{div}$.

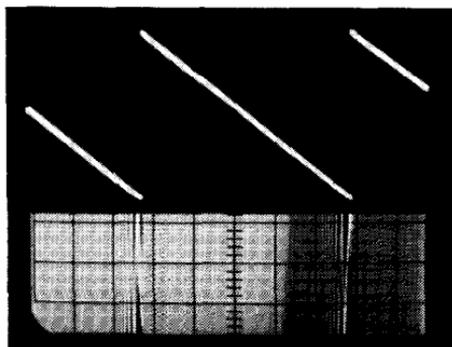


Photographie 16.

Les LM 318, SFC 2709 et CA 3140 ne peuvent être employés en A_3 .

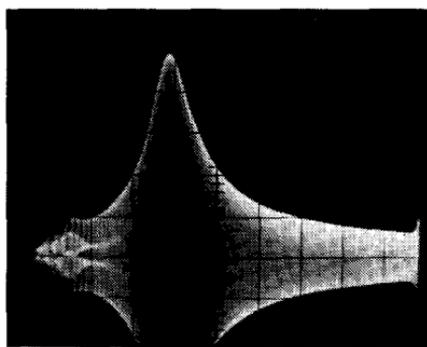
Un tel générateur est maintenant vobulé, c'est-à-dire commandé par une tension v en dent de scie ; cette dent de scie est obtenue avec un montage tel fig. 41 et un sommateur tel fig. 30 pour obtenir v de 0,75 V à 9 V ; la fréquence du générateur évolue ainsi de 330 Hz à 10 kHz. La photo 17 montre la tension de commande et le signal vobulé.

Echelles : 10 mS/div ; 2 V/div pour v ; 5 V/div pour S_1 .



Photographie 17.

Ce signal vobulé attaque alors un filtre tel celui de la fig. 48 ; v est envoyée sur la voie horizontale et la sortie du filtre sur la voie verticale sans détection (fréquence trop basse). On obtient ainsi la courbe de réponse du circuit : photo 18.



Photographie 18.

Sachant que f est affine de v et d'après les fréquences extrêmes (330 Hz et 10 kHz), on en déduit la fréquence d'accord : 3,7 kHz et $Q = 3,5$.

Comme exemple de signal relativement complexe, citons celui de la fig. 61, qui est un générateur de tension en escalier, utile

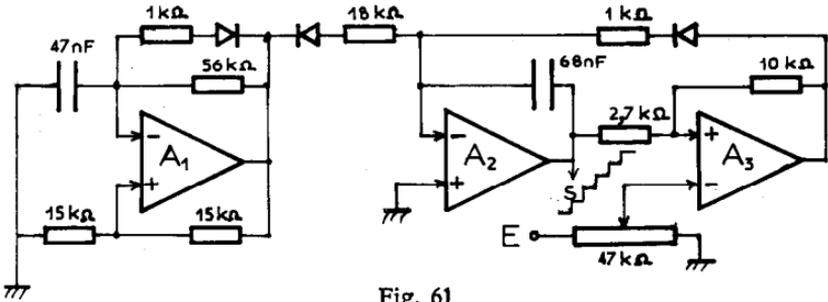


Fig. 61

par exemple pour les traceurs de caractéristiques. A_1 est un générateur d'impulsions négatives (multivibrateur très dissymétrique); ces impulsions sont intégrées par A_2 , dont la sortie fournit donc l'escalier. La descente de la marche supérieure au bas de l'escalier est assurée par le trigger A_3 . Le potentiomètre de 47 k Ω permet de régler la marche inférieure au niveau zéro, ce qui peut s'avérer utile. Disposant de cette propriété et de la sortie à basse impédance, il s'agit certainement du plus simple générateur d'escalier autonome. Avec les valeurs indiquées en exemple, on obtient un escalier de 14 marches de 0,5 V environ à 25 Hz.

BIBLIOGRAPHIE

-
- [1] *L'amplificateur opérationnel*, R. DUGEHAULT, Editions Techniques et Scientifiques Françaises.
 - [2] *Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel*, même auteur, même éditeur.
 - [3] *Circuits intégrés linéaires*, H. LILIE, Editions Radio.
 - [4] *Signaux et circuits électroniques*, J.-P. OEHMICHEN, Editions Radio.
 - [5] *Emploi rationnel des circuits intégrés*, même auteur, même éditeur.
 - [6] *BiFet, BiMos, CMOS*, M. SCHREIBER, Editions Techniques et Scientifiques Françaises.
 - [7] *L'amplificateur opérationnel et ses applications*, J.-C. MARCHAIS, Masson.
 - [8] *Fonctionnement, caractéristiques et utilisation des amplificateurs opérationnels*, R. RATEAU, Le Haut-Parleur n° 1645 à 1660.
 - [9] *La caractérisation des amplificateurs opérationnels*, J.-M. BRAS-SART, Toute l'Electronique, juin 1978.
 - [10] *La tension d'entrée différentielle de l'amplificateur opérationnel*, J. DE NEEF, Electronique Applications n° 9.
 - [11] *Filtres actifs*, P. BILDSTEIN, Editions Radio.
 - [12] *Les filtres actifs*, J.-F. GAZIN, Toute l'Electronique, janvier 1973.
 - [13] *Les filtres actifs*, M. QUERE, Toute l'Electronique, août 1977.
-