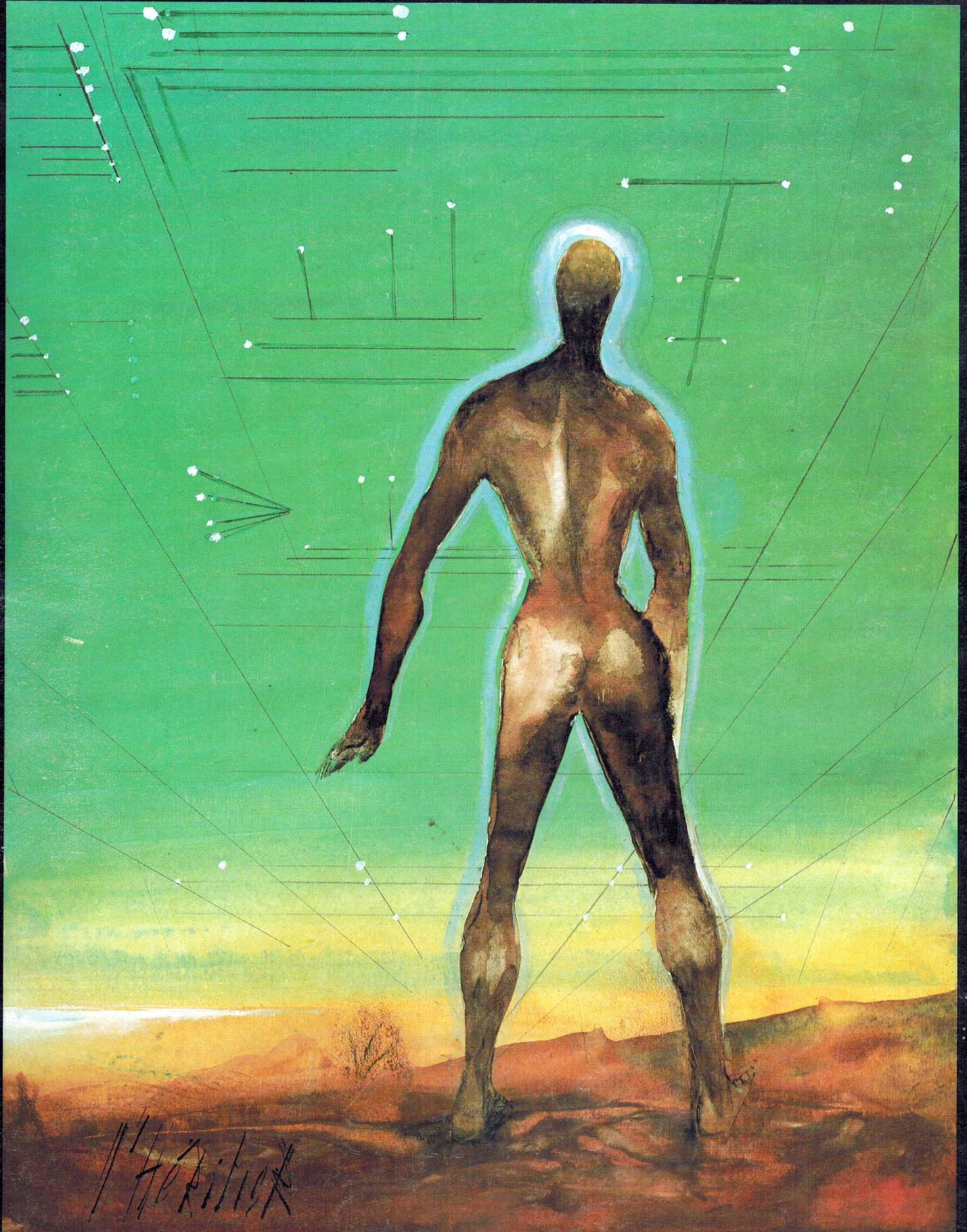


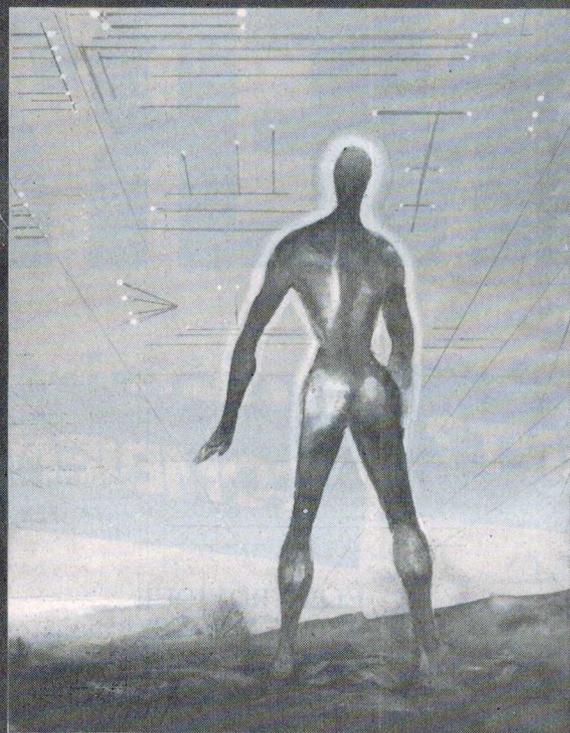
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489X

350-
RC

Bimestriel N° 19 - Août/Septembre 1981 - 18 F





Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général ; Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard.**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez** Coordinateur Technique : **Jean-Marc Le Roux**

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19
Tél. : 200.33.05

Advertising International Manager : **Michel Sabbagh** Chef de Publicité : **Francine Fohrer**

Ont participé à ce numéro : **D. Benimelli, J.-C. Caerou, J. Ceccaldi, J.-L. Coatrieux, M. Decker, D. Dubos, D. Jacovopoulos, M. Lacroix, B. Marchal, G. Marchas, J. Sabourin, J. Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 110 F (Etranger)**
Copyright 1981 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : 3^e trimestre 1981. N° éditeur : 932

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

Applications

Un générateur de fonctions de laboratoire	19
Un « phototimer » économique à microprocesseur	33

composants

Principes et emplois des transistors « Hexfet »	5
Pour la visualisation sur écran : voici les premiers coprocesseurs graphiques	27

Electronique médicale

De l'effet Kirlian à l'aura humaine (II)	15
--	----

Electronique nucléaire

Etude des dispositifs de comptage nucléaire	35
---	----

Etude

Limitations liées aux alimentations à découpage	49
Appareil d'aide à la communication pour handicapés	87
Simulation numérique d'un saut de fréquence dans un synthétiseur	101
Synthétiseur de fréquence VHF	113

Simulation de commande numérique par microprocesseur	79
Gestion de CAN et CNA utilisant un microprocesseur 8085	91

Formulaire d'abonnement	4
Calendrier	56
Répertoire des distributeurs	58
Fiches techniques : diviseurs de fréquence UHF (fin)	67
Bibliographie	100
« Panem et circenses »...	105
Nouveautés-Informations	120
Cartes « Service-Lecteurs »	131-132

L'article ci-après avait pour objet de réaliser un générateur de fonctions aisé d'emploi, semblable dans ses caractéristiques au matériel professionnel : signaux carré, sinusoïdal, triangulaire, possibilité de décalage continu du signal de sortie, atténuateur par bond de 10 dB et réglage progressif du niveau de sortie, résistance de sortie constante et égale à 50 Ω .

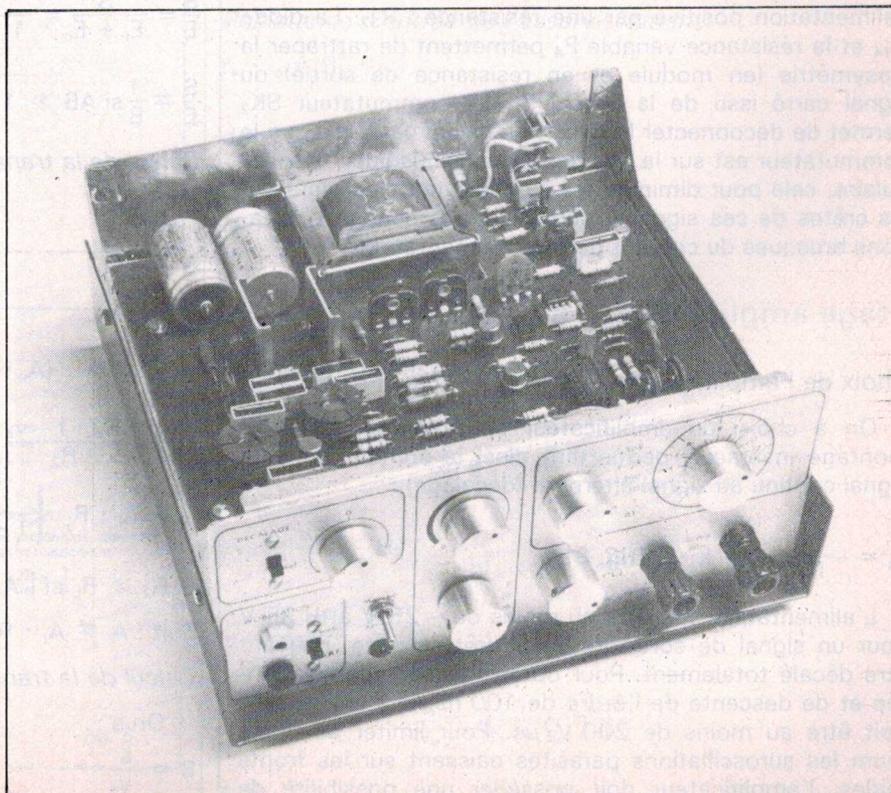
Un générateur de fonctions de laboratoire

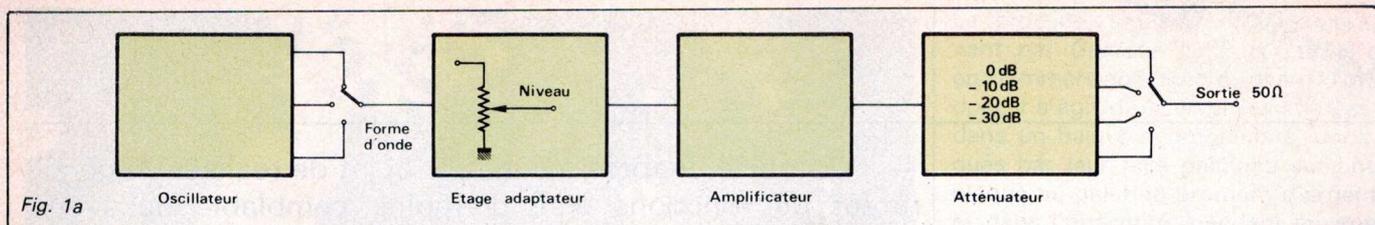
Première partie : conception

A ce début de cahier des charges doit être ajoutée la bande de fréquence requise. Dans les applications usuelles : mesures en électronique, la fréquence de 50 kHz est rarement dépassée. Du côté des fréquences basses, il peut être intéressant de disposer pour les manipulations d'automatisme de signaux d'horloge de période 1 seconde environ.

Ajoutons à cela le critère du moindre coût, du minimum de matériel courant ; notre choix s'est donc porté sur une utilisation optimale d'un générateur de fonctions « 8038 ».

Le schéma synoptique s'établira selon la **figure 1**.





Etude de l'oscillateur

Bon nombre d'études ont déjà traité de l'utilisation du 8038. Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement de ce circuit intégré. L'entrée « Vobulation » pour être utilisable simplement doit obéir au graphe de la **figure 1b**. L'entrée « Vobulation » doit présenter une grande résistance.

Analyse du schéma

On remarque : Cl_1 est un étage adaptateur d'impédance. Cl_2 fait la différence entre la tension d'alimentation du 8038 (broche 6) et le signal de vobulation, la fréquence du signal de sortie étant proportionnelle à la différence de potentiel entre les broches 6 et 8. Le potentiel (par rapport à la masse) de la broche 8 peut atteindre le potentiel de la broche 6 (fréquence nulle). Les diodes D_3 à D_6 permettent d'alimenter Cl_2 sous une tension plus grande que celle du 8038, cela pour éviter que les transistors de sortie du 741 (Cl_2) ne travaillent dans la région de saturation.

La diode Zener D_1 et la diode Ge D_2 protègent le 8038 en limitant la tension de vobulation (**fig. 2**).

La broche 3 correspond à la sortie d'un amplificateur classe B intégré au 8038 ; la sortie triangulaire est donc directe. Pour le signal sinusoïdal, la résistance de charge sur la broche 2 spécifiée par le constructeur doit être au moins de 100 kΩ. Un étage collecteur commun formé de deux transistors, **PNP** et **NPN**, permet de sortir le signal sinusoïdal à faible impédance, sans décalage continu, les tensions V_{BE} du **PNP** et du **NPN** s'annulant. Le signal carré s'obtient sur la broche 9, celle-ci étant reliée à l'alimentation positive par une résistance : R_{37} . La diode D_{14} et la résistance variable P_4 permettent de rattraper la dissymétrie (en module et en résistance de sortie) du signal carré issu de la broche 9. Le commutateur SK_2 permet de déconnecter le circuit du signal carré lorsque le commutateur est sur la position signal sinusoïdal ou triangulaire, cela pour diminuer les suroscillations naissant sur les crêtes de ces signaux, suroscillations dues aux variations brusques du courant dans les alimentations.

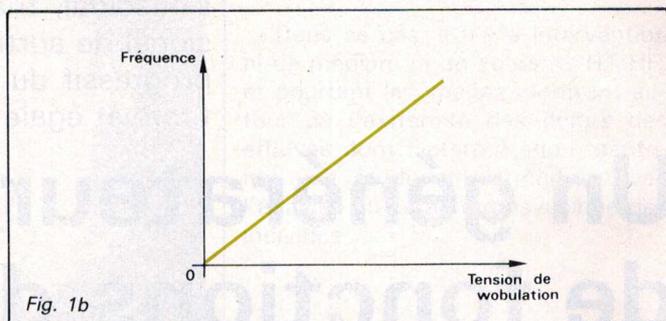
Etage amplificateur

Choix de l'amplificateur

On a choisi un amplificateur opérationnel utilisé en montage inverseur, permettant ainsi la sommation d'un signal continu au signal alternatif (décalage) :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_e + k \cdot E \text{ (fig. 3).}$$

L'alimentation doit être au moins de -25 V à $+25 \text{ V}$ pour un signal de sortie de 20 V crête-à-crête, pouvant être décalé totalement. Pour obtenir des temps de montée et de descente de l'ordre de 100 ns, le « slew-rate » doit être au moins de 200 V/μs. Pour limiter au maximum les suroscillations parasites naissant sur les fronts raides, l'amplificateur doit posséder une possibilité de



modelage de la courbe de réponse en fréquence pour le meilleur compromis « stabilité - amortissement - rapidité ».

Ces quelques données imposent le choix d'un amplificateur opérationnel en éléments discrets utilisant des transistors à haute fréquence de transition.

Rappel des principes de la contre-réaction de « tension-parallèle »

Selon la **figure 4**, on obtient :

S : grandeur de sortie

E : grandeur d'entrée. D'où

$$A = \frac{S}{E_i}; B = \frac{E_r}{S}$$

avec $E_i = E - E_r$; et :

$$\frac{S}{E} = \frac{S}{E_i + E_r} = \frac{A}{1 + AB}$$

$$\frac{S}{E} \approx \frac{1}{B} \text{ si } AB \gg 1$$

Calcul de la transmittance de la chaîne directe

On a :

$$A = \frac{v_s}{i}$$

avec :

$$v_s = R_L \cdot (A_i \cdot i + i_r)$$

$$i_r = \frac{R_o \cdot i - v_s}{R_2}$$

$$A = A_i \cdot R_L \cdot \left[\frac{1}{1 + R_L/R_2} + \frac{R_o}{A_i \cdot (R_L + R_2)} \right]$$

Si $R_2 \gg R_L$ et $|A_i| \cdot R_2 \gg R_o$

Soit : $A \approx A_i \cdot R_L$

Calcul de la transmittance de la chaîne de retour

On a :

$$B = \frac{i_r}{v_s} \rightarrow$$

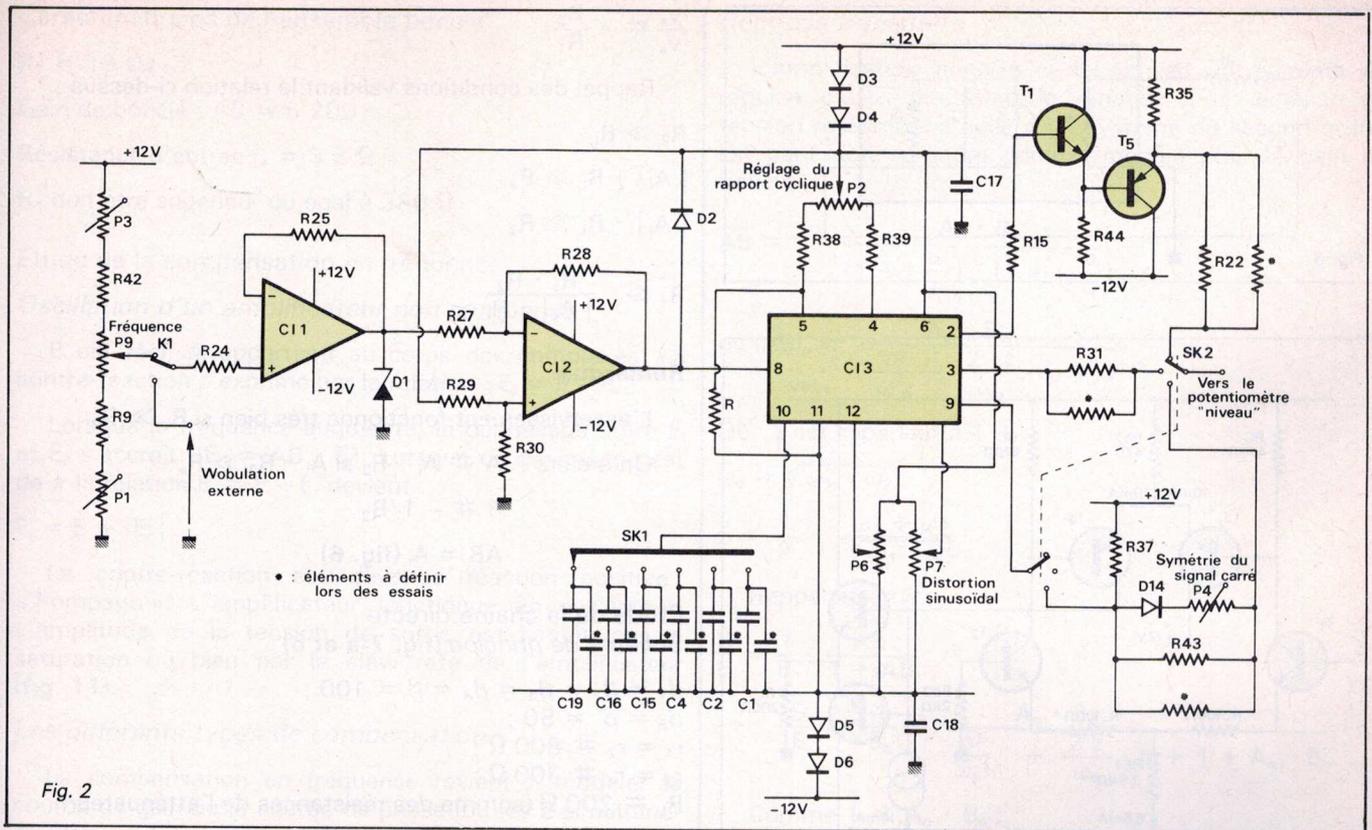


Fig. 2

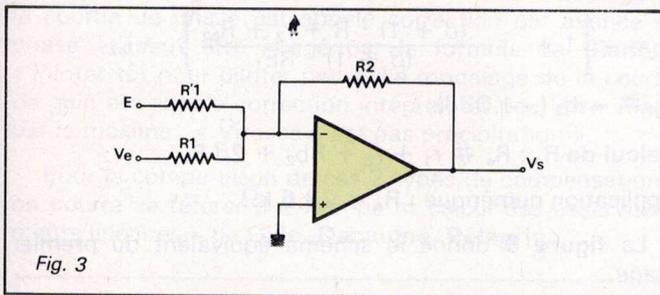


Fig. 3

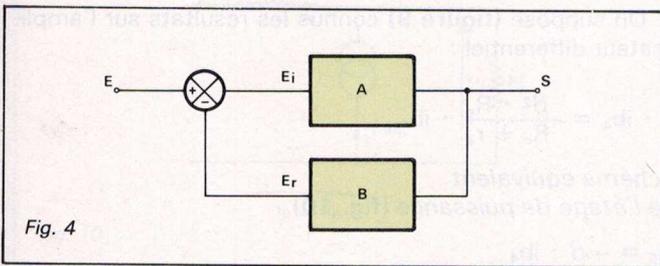


Fig. 4

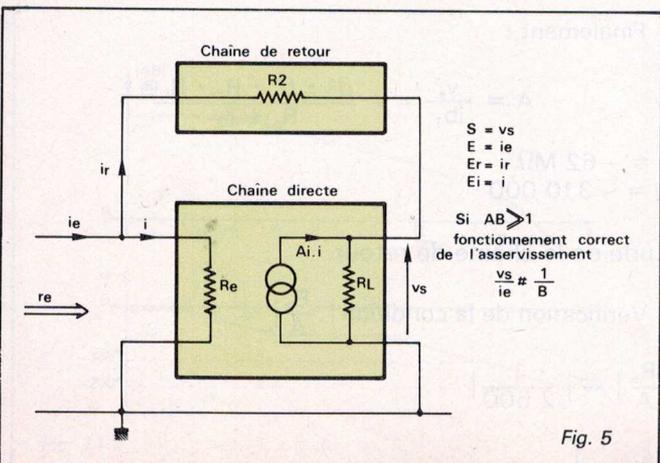


Fig. 5

$$B = -\frac{1}{R_2} \cdot \left(1 - \frac{R_e}{A}\right)$$

$$\text{si } \frac{R_2}{A} \ll 1, B \approx -\frac{1}{R_2}$$

Gain de boucle

Si les conditions énoncées ci-dessus sont réalisées :

$$AB = \frac{|A_i| \cdot R_L}{R_2}$$

Résistance d'entrée de l'asservissement

$$r_e \cdot i_e = R_e \cdot i;$$

$$\text{donc } r_e = R_e \cdot \frac{i}{i_e}$$

$$\text{avec } \frac{i}{i_e} = \frac{1}{AB}$$

$$\text{et : } r_e = \frac{R_e}{A \cdot B} \quad (\text{fig. 5})$$

Utilisation de l'asservissement comme amplificateur de tension

$$\text{On a : } \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{i_e} \times \frac{i_e}{V_e};$$

$$\text{avec : } \frac{V_s}{i_e} = -R_2$$

$$\text{si } \frac{|A_i| R_L}{R_2} \gg 1$$

$$\frac{i_e}{V_e} = \frac{1}{R_1 + r_e} = \frac{1}{R_1}$$

$$\text{si } R_1 \gg r_e$$

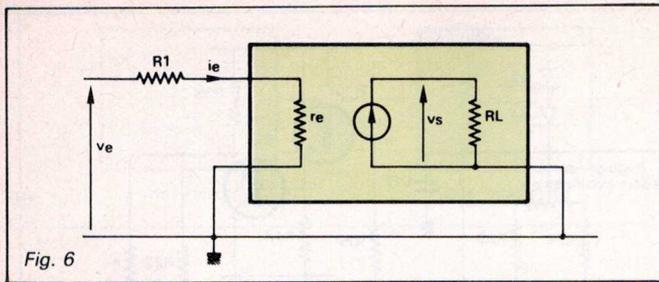


Fig. 6

$$\frac{v_s}{v_e} \# - \frac{R_2}{R_1}$$

Rappel des conditions validant la relation ci-dessus :

$$R_2 \gg R_L$$

$$|A_i| \cdot R_L \gg R_e$$

$$|A_i| \cdot R_L \gg R_2$$

$$R_1 \gg \frac{R_e \cdot R_2}{|A_i| \cdot R_L}$$

Remarque

L'asservissement fonctionne très bien si $R_L \gg R_2$.

On a alors : $A \# A_i \cdot R_2$ si $A_i \cdot R_2 \gg R_e$

$$B \# -1/R_2$$

$$AB = A_i \text{ (fig. 6)}$$

Etude de la chaîne directe

Schéma de principe (fig. 7-a et b)

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = \beta = 100 ;$$

$$\beta_5 = \beta' = 50 ;$$

$$r_1 = r_2 \# 800 \Omega ;$$

$$r_3 = r_4 \# 300 \Omega ;$$

$$R_L \# 200 \Omega \text{ (somme des résistances de l'atténuateur).}$$

D'autre part :

$$i_{b1} = - \left[1 + \frac{(\beta + 1) \cdot R + r_2 + R_{b2}}{(\beta + 1) \cdot R_{E1}} \right] \cdot i_{b2}$$

$$i_{b1} \# -i_{b2} (-1,033)$$

$$\text{Calcul de } R_e : R_e \# r_1 + r_2 + R_{b2} + 2\beta R.$$

$$\text{Application numérique : } R_e = 23,6 \text{ k}\Omega.$$

La figure 8 donne le schéma équivalent du premier étage.

Schéma équivalent du 2^e étage

On suppose (figure 9) connus les résultats sur l'amplificateur différentiel :

$$\beta \cdot i_{b4} = \frac{\beta^2 \cdot R_c}{R_c + r_3} \cdot i_{b1}$$

Schéma équivalent de l'étage de puissance (fig. 10)

$$i_{b5} = -\beta \cdot i_{b4}$$

$$v_s = +(\beta' + 1) \cdot R_L \cdot i_{b5}$$

Finalement :

$$A = \frac{v_s}{i_{b1}} = - \frac{\beta^2 \cdot \beta' \cdot R_c \cdot R_L}{R_c + r_3}$$

$$A = -62 \text{ M}\Omega$$

$$A_i = -310\,000$$

Etude de la chaîne de retour

$$\text{Vérification de la condition } \left| \frac{R_e}{A} \right| \ll 1$$

$$\left| \frac{R_e}{A} \right| \# \left| \frac{1}{2\,600} \right|$$

$$B \# -\frac{1}{R_2}$$

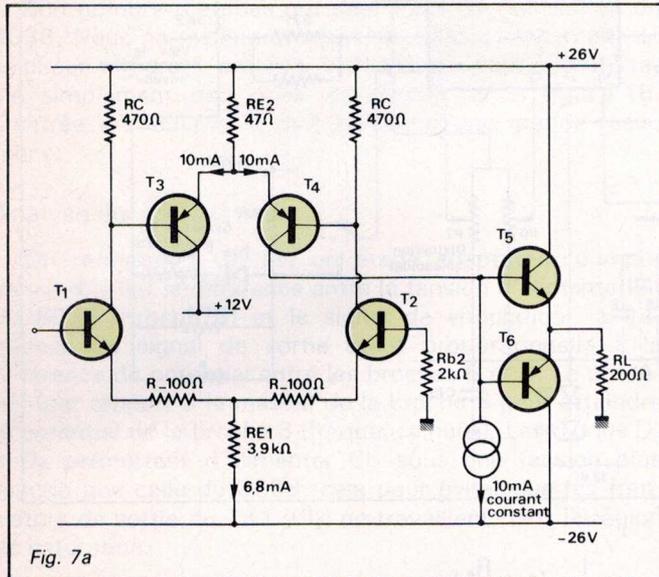


Fig. 7a

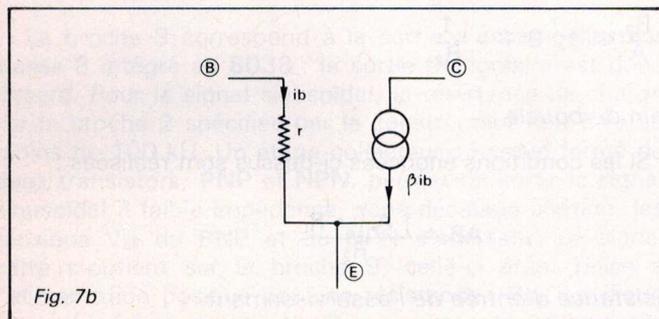


Fig. 7b

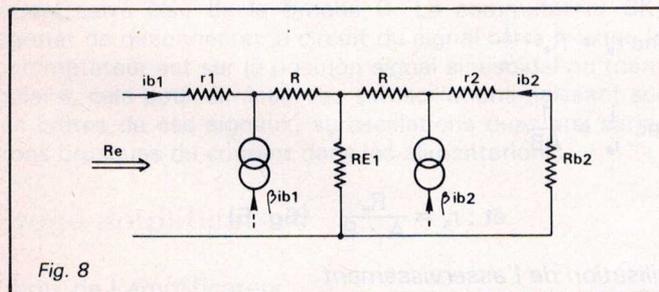


Fig. 8

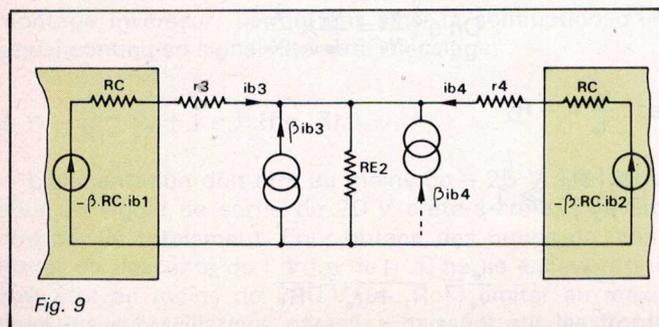


Fig. 9

Caractéristiques de l'ensemble bouclé

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

Gain de boucle : $AB = 6\,200$

Résistance d'entrée $r_e = 3,8 \Omega$

R_1 doit être supérieur ou égal à 380Ω

Etude de la compensation en fréquence

Oscillation d'un amplificateur non compensé

B est réel, A appartient au corps des complexes. La contre-réaction s'exprime par la relation : $E_i = E - E_r$.

Lorsque la fréquence augmente, le déphasage entre E_i et E_r s'accroît. ($E_r = AB \cdot E_i$). Lorsque ce déphasage est de π la relation $E_i = E - E_r$ devient :

$$E_i = E + |E_r|$$

La contre-réaction est devenue réaction positive : « Pompage ». L'amplificateur fonctionne en oscillateur. L'amplitude de la tension de sortie est limitée par la saturation ou bien par le slew rate de l'amplificateur (fig. 11).

Les différents types de compensation

La compensation en fréquence revient à modeler la courbe de gain ou la courbe de phase (ou les 2 simultanément) pour faire en sorte que l'amplificateur atténue lorsque le déphasage entre E_i et E_r est de π . Le modelage de la courbe de phase est appelé correction par avance de phase et peut être imagé par la formule de **Gianoli** : « Piloter tôt pour piloter peu ». Le modelage de la courbe de gain est appelé correction intégrale et peut être imagé par la maxime : « Vitesse n'est pas précipitation ».

Pour la comparaison de ces 2 types de compensations, on pourra se référer à « Théorie et calcul des asservissements linéaires » de **Gille, Decaulne, Pélegrin**.

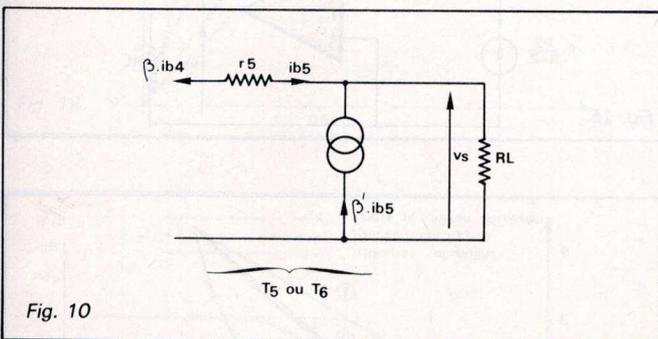


Fig. 10

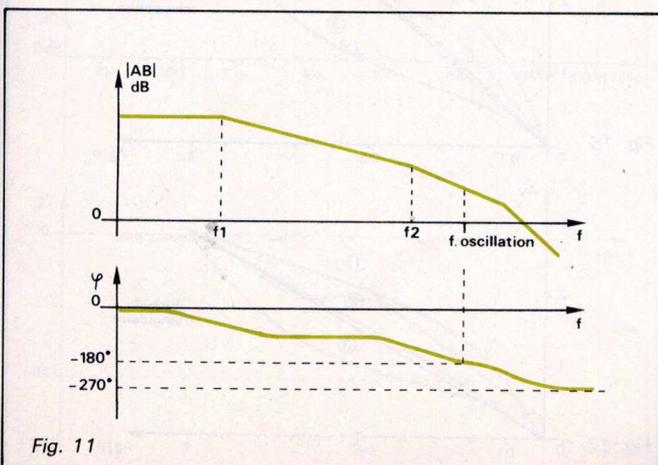


Fig. 11

Réponse transitoire

L'amplificateur analysé ci-dessus est un système dit régulier c'est-à-dire dont la réponse à un échelon de tension ressemble à celle d'un système du second ordre. On peut donc prendre comme modèle pour le gain de boucle :

$$\overline{AB} = \frac{A_o \cdot B_o}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}) \cdot (1 + j \frac{\omega}{\omega_2})}$$

$$\text{où } (AB)_p = \frac{A_o \cdot B_o}{\frac{p^2}{\omega_o^2} + \frac{2 \cdot z}{\omega_o} \cdot p + 1}$$

Où : z est supérieur à 1

$$\omega_o = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

$$z = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_1 + \omega_2}{\sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}}$$

Rappelons que :

$$\frac{S}{E} = \frac{1}{B} \cdot \frac{AB}{1 + AB}$$

$$\rightarrow \frac{S}{E} = \frac{1}{B_o} \cdot \frac{A_o \cdot B_o}{\frac{p^2}{\omega_o^2} + \frac{2 \cdot z}{\omega_o} \cdot p + 1 + A_o \cdot B_o}$$

Comme $1 \ll A_o \cdot B_o$:

$$\frac{S}{E} \# \frac{1}{B_o} \cdot \frac{1}{\frac{p^2}{W_o^2} + \frac{2 \cdot Z}{W_o} \cdot p + 1}$$

avec

$$W_o = \omega_o \cdot \sqrt{A_o \cdot B_o}$$

$$Z = \frac{z}{\sqrt{A_o \cdot B_o}}$$

Soit : $0,7 < Z < 1$ (fig. 12).

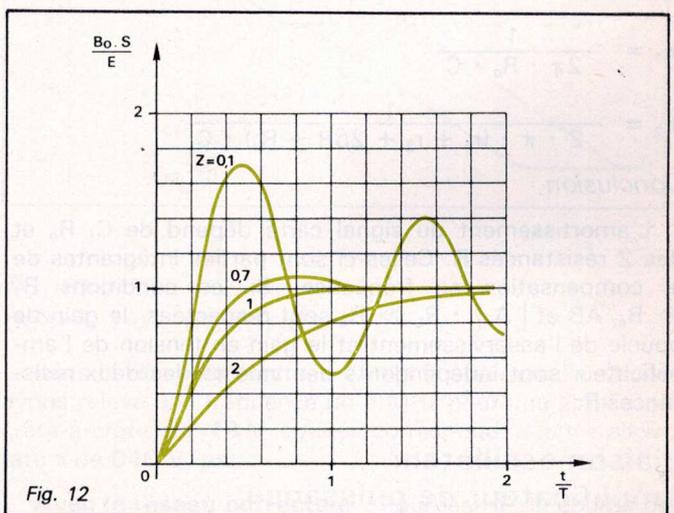


Fig. 12

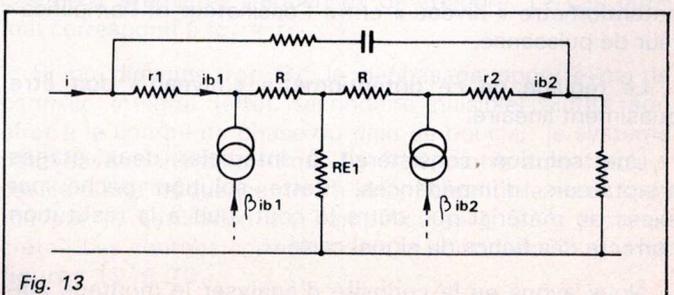


Fig. 13

Réponse à un échelon

Soit : $T = 2 \cdot \pi / W_0$

Ces quelques généralités conduisent à des résultats importants : rappelons que

$$W_0 = \sqrt{A_0 \cdot B_0 \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}$$

$$Z = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_1 + \omega_2}{\sqrt{A_0 \cdot B_0 \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}}$$

La rapidité est liée à W_0 qui doit être le plus grand possible.

L'amortissement est lié à l'augmentation de Z qui doit rester compris entre 0,7 et 1. Un compromis doit être réalisé. On peut remarquer que Z augmente lorsque :

- $A_0 \cdot B$ diminue et
- lorsque ω_1 et ω_2 s'éloignent l'une de l'autre.

C'est dans ce dernier point que réside l'intérêt, pour ce qui nous concerne, de la correction intégrale : modeler la courbe de gain pour éloigner f_1 de f_2 .

Etude de la correction

Celle-ci est réalisée par une cellule RC placée entre les bases des transistors du 1^{er} étage (fig. 13).

L'expression $v_s = f(ib_1)$ est inchangée. Il suffit de calculer $\bar{ib}_1 = f(\bar{i})$.

Pour un calcul qualitatif on peut supposer $ib_1 \neq -ib_2$

$$\bar{ib}_1 \cdot (r_1 + r_2 + 2\beta R)$$

$$= (R_0 + \frac{1}{jC\omega}) \cdot (\bar{i} - \bar{ib}_1)$$

$$ib_1 = \frac{1 + j \frac{f}{fc_1}}{1 + j \frac{f}{fc_2}} \cdot \bar{i}$$

avec

$$fc_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_0 \cdot C}$$

$$fc_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (r_1 + r_2 + 2\beta R + R_0) \cdot C}$$

Conclusion

L'amortissement du signal carré dépend de C , R_0 et des 2 résistances R . Celles-ci sont parties intégrantes de la compensation en fréquence. Si les conditions $R_1 \gg R_0/AB$ et $|A_i| \cdot R_L \gg R_0$ sont respectées, le gain de boucle de l'asservissement et le gain, en tension de l'amplificateur sont indépendants des valeurs des deux résistances R .

Liaison oscillateur-amplificateur de puissance

Le problème réside dans le fait qu'il faut intercaler le potentiomètre « niveau » entre l'oscillateur et l'amplificateur de puissance.

Le réglage de ce potentiomètre « niveau » doit être quasiment linéaire.

Une solution consisterait à intercaler deux étages adaptateurs d'impédances. Cette solution pêche par excès de matériel qui, outre le coût, nuit à la restitution correcte des flancs du signal carré.

Nous avons eu la curiosité d'analyser le montage suivant (fig. 14) :

Calculons $A_v = \frac{v_s}{e}$ en fonction du rapport $\frac{P_2}{P}$

$$|A_v| = \frac{P_2 \cdot R_2}{R'_1 \cdot R + R'_1 P + R \cdot P_2 + P_1 P_2}$$

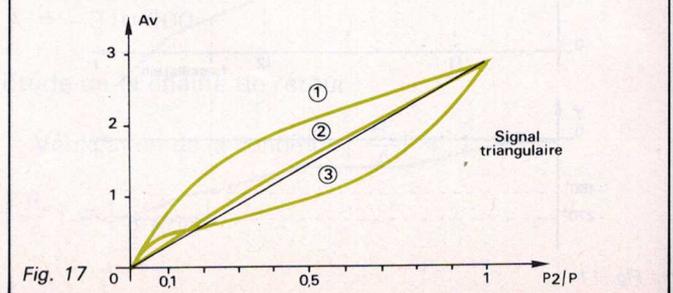
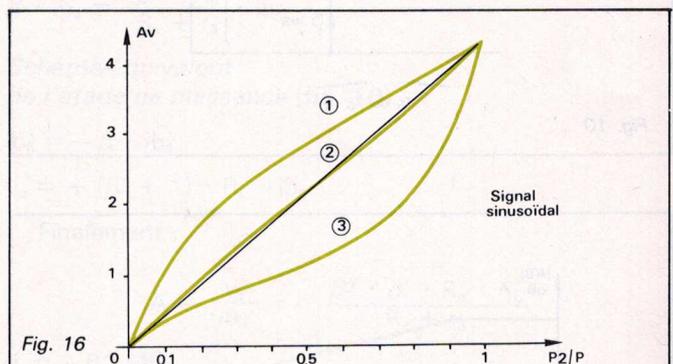
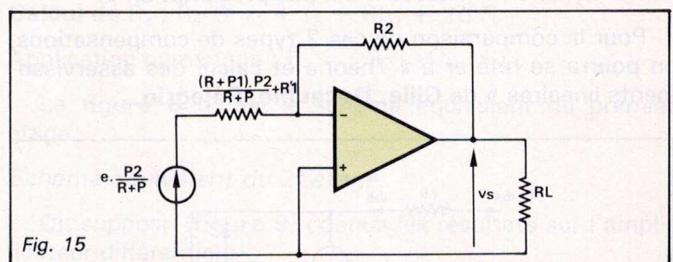
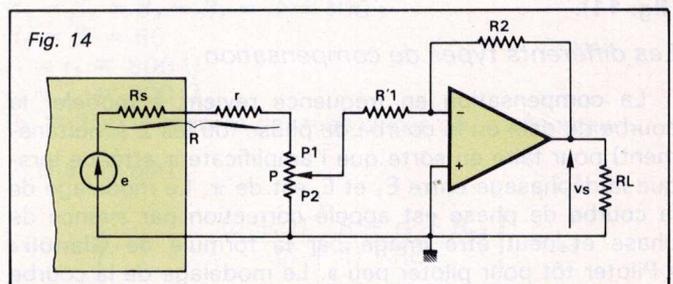
R est déterminée par l'amplification nécessaire pour obtenir 20 V crête-à-crête lorsque le potentiomètre « niveau » est en position maximale.

On a donc :

$$R = \frac{P \cdot (\frac{R_2}{A_v} - R'_1)}{R'_1 + P} \quad \text{(fig. 15)}$$

- signal sinusoïdal : $A_v = 4,35$
- signal triangulaire : $A_v = 2,9$
- signal carré : $A_v \neq 1$

L'utilisation d'une calculatrice programmable TI 57 a grandement facilité la recherche d'une solution : 3 types de solutions ont été retenues pour montrer l'allure des courbes $A_v = f(P_2/P)$ (fig. 15 à 18).



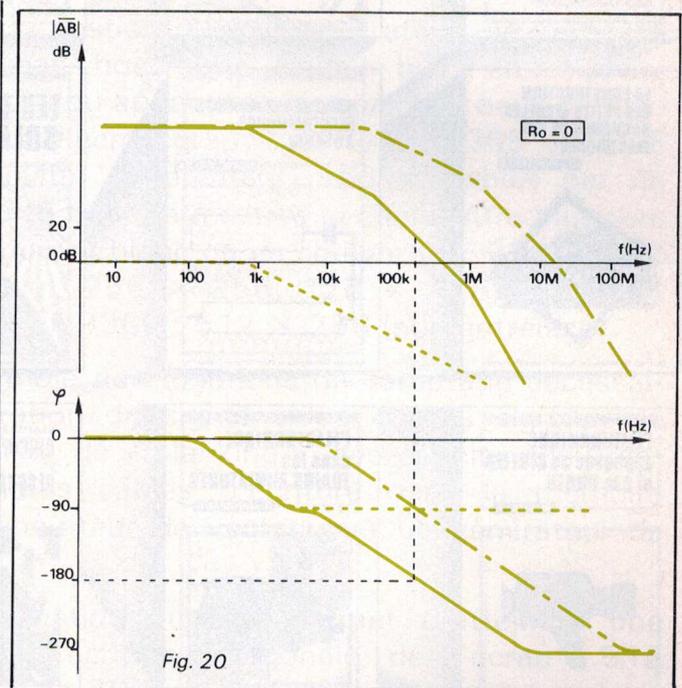
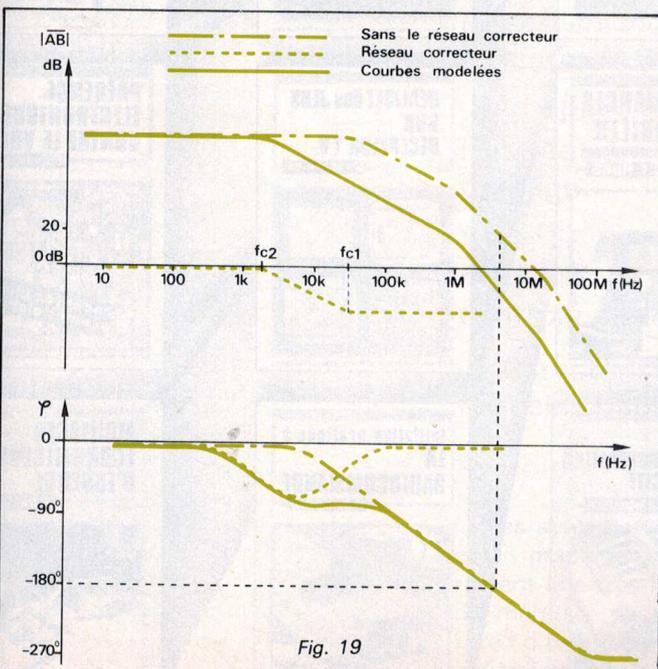
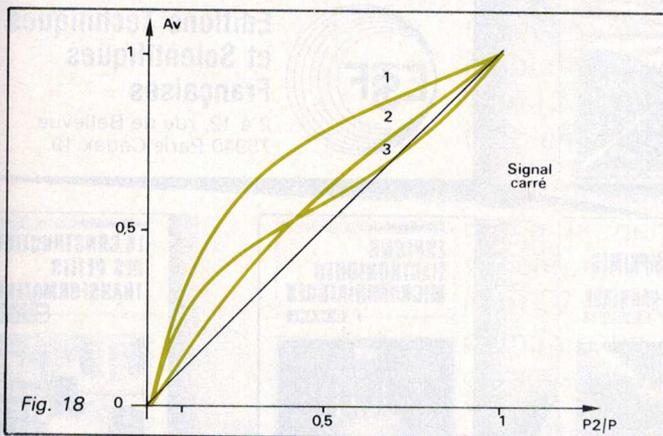
Signal sinusoïdal										
P_2/P	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1. $R = 1,7 \text{ k}\Omega$	1,17	1,83	2,28	2,64	2,95	3,24	3,51	3,78	4,07	4,36
2. $R = 650 \Omega$	0,55	1,03	1,46	1,86	2,25	2,63	3,02	3,43	3,87	4,36
3. $R = 1,18 \text{ k}\Omega$	0,47	0,68	0,84	1	1,19	1,42	1,73	2,18	2,92	4,35
Signal triangulaire										
P_2/P	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1. $R = 2,65 \text{ k}\Omega$	0,86	1,34	1,66	1,9	2,10	2,28	2,44	2,59	2,75	2,9
2. $R = 1,22 \text{ k}\Omega$	0,41	0,76	1,07	1,36	1,62	1,88	2,13	2,38	2,64	2,9
3. $R = 2,22 \text{ k}\Omega$	0,43	0,61	0,75	0,89	1,03	1,21	1,44	1,74	2,18	2,9
Signal carré										
P_2/P	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1. $R = 8 \text{ k}\Omega$	0,35	0,53	0,65	0,74	0,8	0,85	0,9	0,94	0,97	1
2. $R = 4,5 \text{ k}\Omega$	0,17	0,3	0,42	0,53	0,63	0,71	0,79	0,86	0,93	1
3. $R = 8,2 \text{ k}\Omega$	0,28	0,4	0,47	0,53	0,59	0,66	0,72	0,80	0,89	1

Solution 1 : $P = 1 \text{ k}\Omega$, $R'_1 = 220 \Omega$

Solution 2 : $P = 1 \text{ k}\Omega$, $R'_1 = 1 \text{ k}\Omega$

Solution 3 : $P = 10 \text{ k}\Omega$, $R'_1 = 1 \text{ k}\Omega$

C'est la solution 2 qui a été choisie.



Annexe : correction intégrale

Sans le réseau correcteur, l'amplificateur oscille. (Nous avons relevé une fréquence de 6 MHz pour une amplitude crête-à-crête de 18 V ce qui correspond à un « slew-rate » de $340 \text{ V}/\mu\text{s}$).

Avec le réseau correcteur : Pour les HF, la courbe de phase est inchangée. On peut remarquer l'éloignement des deux premières fréquences de coupure. Le cas optimal correspond à $f_{c1} = f_1$.

Si on diminue trop R_o , le déphasage apporté par le contrôle intégral (effet secondaire nuisible) ajoute son effet à la courbe de phase du gain de boucle ; le système peut devenir instable. (Pour $R_o \neq 0$, notre amplificateur oscille à une fréquence de 85 kHz, l'amplitude étant limitée par la saturation de l'amplificateur : 50 V crête-à-crête). Les courbes correspondantes sont données par les figures 19 et 20.