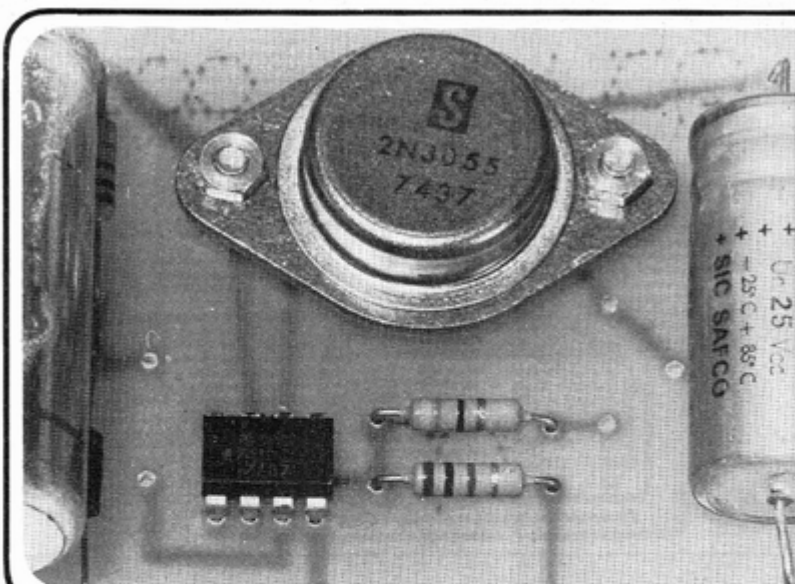




Toutes les applications du μA 741

Nous allons poursuivre la description des applications du μA 741 avec quelques montages « basse fréquence » et notamment un compresseur de modulation.

Compresseur de modulation

Un compresseur de modulation est un dispositif très intéressant pour l'enregistrement sur magnétophone, que ce soit en passant par un microphone ou par une source telle que la FM par exemple, lors qu'une retransmission d'un programme en direct.

En effet, rares sont les enregistrements effectués par un amateur qui ne sont pas surmodulés, cela se traduisant par une distorsion importante à l'écoute.

De plus, il est difficile lors d'un enregistrement au microphone de garder une distance constante entre celui-ci et la

bouche. Comme le signal délivré est fonction de la pression acoustique qui est appliquée, décroissante en fonction du carré de la distance, la modulation a une amplitude qui varie dans de grandes proportions.

Un compresseur de modulation a donc pour rôle de fournir à sa sortie un signal d'amplitude constante lors d'importantes variations à l'entrée.

Le schéma

Celui-ci est proposé à la figure 1. En fait, nous avons deux étages indépendants, le premier étage équipé du transistor Q_1 est un adaptateur d'impédance. Il va permettre d'utiliser le module avec un microphone du type « haute impédance », type de microphone fourni avec les magnétophones « grand public » et les minis K7.

Le signal produit par le microphone passe à travers un filtre $R_1-R_2-C_2$ dont la fonction est de limiter la bande passante et d'éviter les accrochages. Le transistor Q_1 est monté en collecteur commun, ce qui permet de bénéficier d'une part d'un signal de sortie à basse impédance sur son émetteur et d'autre part d'avoir une impédance d'entrée élevée (ici de l'ordre de 1 M Ω). Cette impédance d'entrée élevée est due à la présence de C_3 dont la fonction est d'augmenter dynamiquement la valeur de R_5 , le signal sur la base de Q_1 étant envoyé en concordance de phase sur son émetteur par C_3 . Il en résulte qu'aux bornes de R_5 existent deux signaux de mêmes phases et d'amplitudes voisines, le courant qui circule dans R_5 rencontre dynamiquement une résistance beaucoup plus élevée que sa valeur.

Le signal disponible sur l'émetteur de Q_1 est appliqué au compresseur de modulation par le condensateur de liaison C_4 .

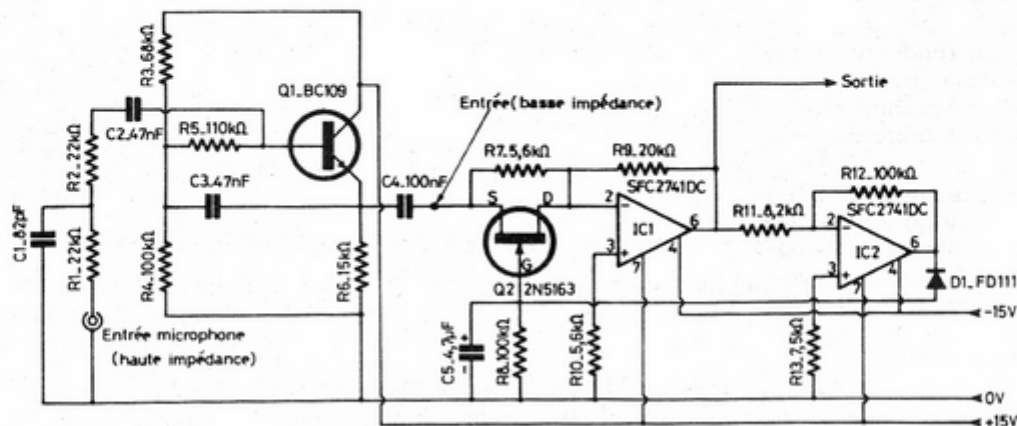


Fig. 1

L'entrée s'effectue sur la source d'un transistor à effet de champ Q₂. Celui-ci est polarisé par la résistance R₂ placée entre source et drain. La gate (porte) est chargée par la résistance R₈ découplée par un électrochimique C₅.

Le drain est en liaison continue avec l'entrée inverseuse du premier circuit intégré IC₁ du type SFC 2741 DC. Le signal amplifié est disponible sur la patte n° 6, celui-ci est appliqué par la résistance R₁₁ à l'entrée inverseuse du second SFC 2741 DC qui va continuer à amplifier cette modulation. En sortie, une diode D₁ va redresser le signal et après filtrage par le condensateur C₅, une tension négative est appliquée à la grille du FET canal N.

La rétroaction est très énergique grâce à l'utilisation des deux circuits intégrés, le gain de IC₁ étant de 20/5,6 # 3,6.

Et le gain de UC₂ de l'ordre de 100/8,2 # 12.

La sortie « modulation enregistrement » est disponible sur la « pin » 6 du premier SFC 2741 DC.

Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé figure 2 à l'échelle 1. Les dimensions sont de 107 x 66 mm.

Les liaisons ne sont pas nombreuses vu le peu de composants nécessaires à ce module, elles pourront être réalisées avec de la bande de 1,27 mm (ou moins large).

Il faudra prendre soin de bien disposer les pastilles pour les deux circuits intégrés.

Le câblage du module

Celui-ci s'effectuera suivant le plan de la figure 3. Tous les composants sont repérés par leur valeur nominale, il ne peut donc y avoir d'erreur.

Veiller à la bonne orientation des deux circuits intégrés.

On commencera par souder toutes les résistances, puis la diode, les condensateurs, les transistors, les circuits intégrés et, pour finir, la prise DIN 5 broches pour CI.

Le transistor à effet de champ 2N 5163 est représenté à la figure 4, celui-ci est encapsulé dans un boîtier plastique. On pourra utiliser un 2N 3819 mais on veillera au brochage, différent du 2N 5163. Par ailleurs, la FD 111 se remplacera par la diode 1N 914 ou 1N 4148.

La sortie « enregistrement » s'effectue par l'intermédiaire d'un fil blindé, tandis que le microphone est connecté à la piste DIN.

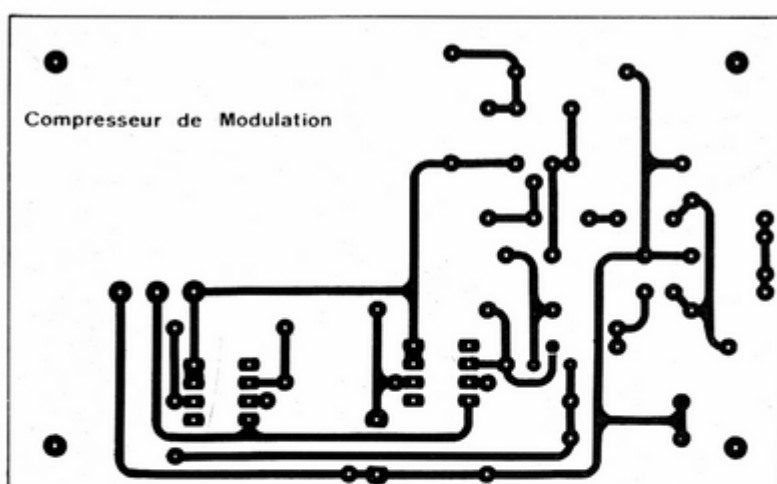


Fig. 2

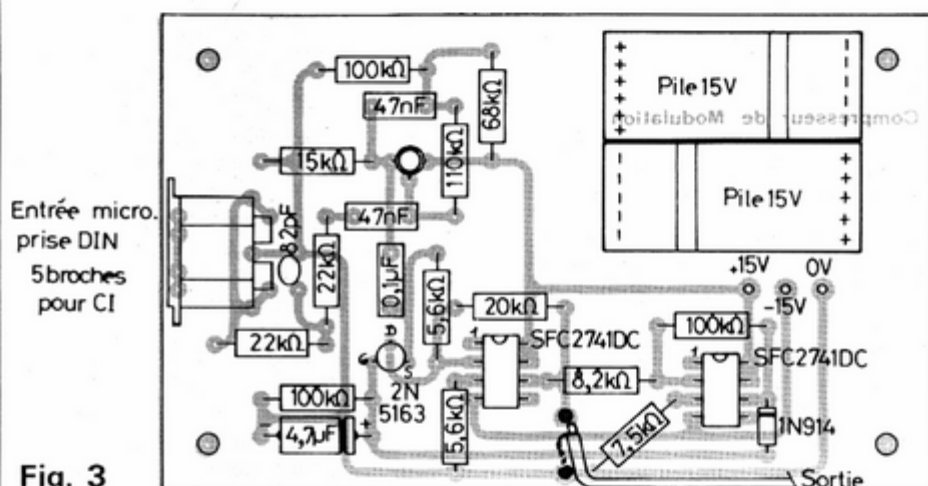


Fig. 3

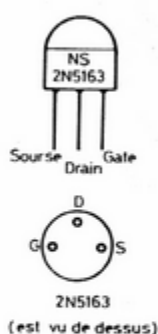


Fig. 4

(est vu de dessus)

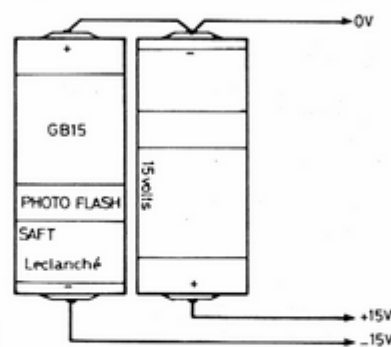


Fig. 5

Alimentation du module

L'alimentation de ce compresseur se fait, vu la très faible consommation, à partir de deux piles de 15 V que l'on trouve chez les électriciens.

On pourra bien entendu intercaler un double interrupteur qui coupera l'alimentation, celui-ci sera placé dans les lignes + et - 15 V.

La consommation pour « la branche positive » est de 4,4 mA.

La consommation pour « la branche négative » est de 3,8 mA.

Branchement

Ce module ne demande aucune mise au point, il doit fonctionner dès la mise sous tension.

Si on possède un microphone « haute impédance » (47 k Ω par exemple), on connectera celui-ci à la prise DIN.

Si on possède un microphone « basse impédance » (100 à 200 Ω par exemple), on supprimera le premier étage Q₁ et l'entrée se fera directement sur la source du FET.

L'alimentation étant symétrique (± 15 V max., ou ± 12 V), on réalisera celle-ci suivant la figure 5, les deux piles étant mises en série pour obtenir le 0 V flottant. Le raccordement au module se fera avec des fils de différentes couleurs afin d'éviter les erreurs :

Blanc $\rightarrow -15$ V
Bleu $\rightarrow 0$ V
Rouge $\rightarrow +15$ V.

Un filtre électronique

Un filtre électronique est l'association d'un composant actif et de quelques composants passifs R-C déterminant la fréquence de coupure.

La figure 6 indique le montage que nous avons sélectionné. Le composant actif est ici un circuit intégré.

Le passage de la configuration passe-bas à celle passe-haut est des plus simples ; il suffit de permuter les composants RC.

La réaction appliquée à ce filtre est positive.

L'atténuation est de 12 dB/octave.

La fréquence de coupure se calcule en se servant de la formule

$$F = \frac{1}{2\pi RC}$$

avec R en ohms et C en farads.

Ces deux unités sont toutefois incompatibles pour des calculs simples, surtout pour le condensateur en « farads », il est plus intéressant de travailler avec les unités suivantes :

R en k Ω = $1.10^3 \Omega$
C en nF = 1.10^{-9} farad.

Le circuit intégré que nous avons sélectionné est le SFC 2741, son prix de vente au public étant intéressant. Le SFC 2741 est plus pratique à l'emploi que le traditionnel SFC 2709, celui-ci ne demandant pas de compensation en fréquence extérieure.

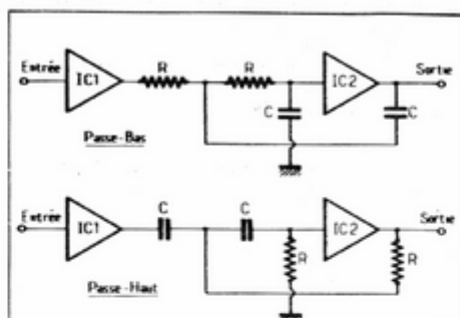


Fig. 6

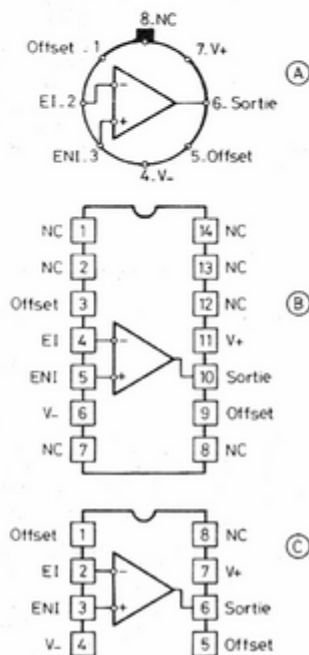


Fig. 7 741 VUS DE DESSUS

- Le SFC 2741 existe en trois versions :
- boîtier métallique rond TO99 ;
 - boîtier céramique Dual in Line TO 116 ;
 - boîtier céramique Dual in Line MT 48.

Nous avons choisi le boîtier TO 116 pour des raisons pratiques d'implantation de circuit.

La figure 7 indique les différentes sorties des 14 pattes de ce CI.

Le filtre passe-bas

Le schéma de ce filtre est proposé figure 8.

Excepté les composants du filtre même, cet ensemble ne demande que cinq résistances supplémentaires pour son fonctionnement.

La fréquence de coupure se situe donc à 750 Hz comme nous l'avons signalé précédemment.

Si $F = 1 / 2\pi RC$, nous pouvons écrire :

$$RC = \frac{1}{2\pi F}$$

et dans ce cas précis :

$$RC = \frac{1}{4710} \approx 212.10^{-6} = (0,000212)$$

Si arbitrairement $C = 22$ (valeur normalisée), nous pouvons en déduire

$$R = \frac{212}{22} \approx 9,64$$

Reste à trouver le facteur 10^{-6} .

Dans le cas présent, si nous laissons $R = 9,64 \Omega$, le condensateur C aura pour valeur $22 \mu F$ (22.10^{-6} farad).

Un tel condensateur non polarisé n'existe pas en plastique métallisé.

Par contre si nous prenons une valeur de $C = 22$ nF (22.10^{-9} farad), la résistance passera alors à $9,64$ k Ω ($9,64.10^3$)
 $22.10^{-9} \times 9,64.10^3 = 22 \times 9,64 \times 10^{-9} \times 10^3$ avec
 $10^{-9} \times 10^3 = 10^{-9+3} = 10^{-6}$
et $22 \times 9,64 = 212,08$

$F_c = 750$ Hz

avec $C = 22$ nF

$R = 9,64$ k Ω .

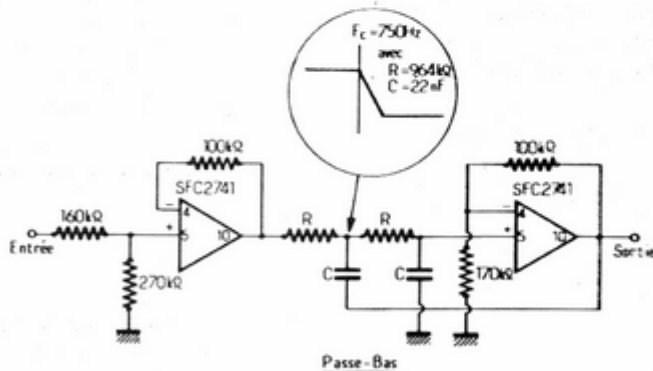


Fig. 8

Le filtre passe-haut

Le schéma de ce filtre est proposé figure 9.

La fréquence de coupure se situant à 2 500 Hz, la formule nous donne :

$$RC = \frac{1}{6,28,2500} \approx 63,6 \cdot 10^{-6}$$

En prenant $C = 2,2$ (valeur normalisée) nous pouvons en déduire :

$$R = \frac{63,6}{2,2} \approx 29$$

avec comme précédemment C en nF et R en k Ω

$F_c = 2\,500$ Hz

avec $C = 2,2$ nF

$R = 29$ k Ω .

Le filtre passe-bande

Le filtre passe-bande se compose des filtres passe-bas et passe-haut en cascade (fig. 10).

Pour le passe-bas la fréquence de coupure est de 2 500 Hz et de 750 Hz pour le passe-haut.

Les valeurs des composants sont les mêmes que pour les calculs précédents. Il suffit tout simplement de permuter les éléments RC de façon à transposer le filtre passe-bas en passe-haut, soit :

section passe-bas $F_c = 2\,500$ Hz

avec $C = 2,2$ nF

$R = 29$ k Ω

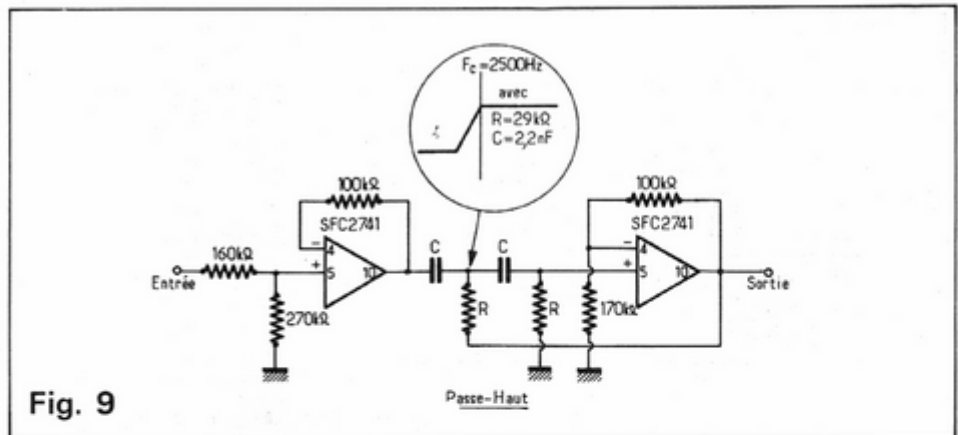


Fig. 9

section passe haut $F_c = 750$ Hz

avec $C = 22$ nF

$R = 9,64$ k Ω

Pour les résistances R , celles-ci auront une tolérance de 1 % et les valeurs devront se rapprocher au plus près des calculs effectués.

Filtre actif passe-bas à fréquence variable

La figure 11 propose le schéma de principe d'un autre filtre actif passe-bas mais à fréquence variable, toujours équipé de $\mu A\,741$.

Le premier circuit intégré est monté en amplificateur suiveur (entrée sur le +), son gain K est égal au rapport :

$$\frac{180 + 100}{180} = 1,55$$

Le second étage est un filtre passe-bas du deuxième ordre à source commandée

dont le schéma simplifié est donné figure 12. Le gain K est encore égal ici à 1,55, étant déterminé par :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Le gain K n'intervient pas dans l'expression de la fréquence propre :

$$\omega = \frac{1}{R \sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

Si $C_1 = C_2$,

$$\omega = \frac{1}{RC}$$

d'où le calcul de la fréquence

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

En revenant à la figure 11, nous voyons que R est constituée par la mise en série d'un potentiomètre de 470 k Ω et d'une résistance fixe de 27 k Ω et que C a pour valeur 100 pF.

La variation maximale de R sera donc de $470 + 27 = 497$ k Ω , la plus petite valeur sera déterminée par la résistance fixe de 27 k Ω .

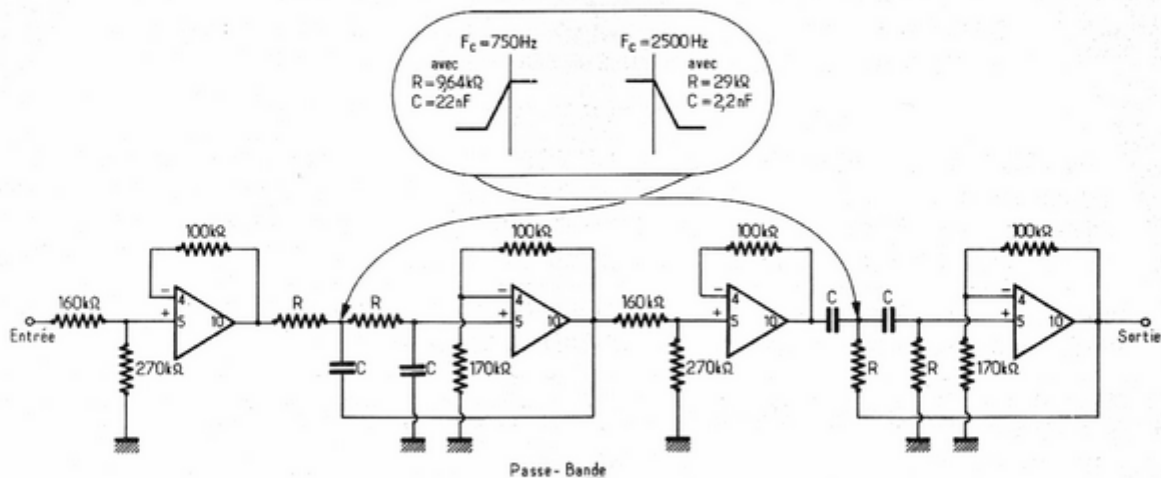


Fig. 10

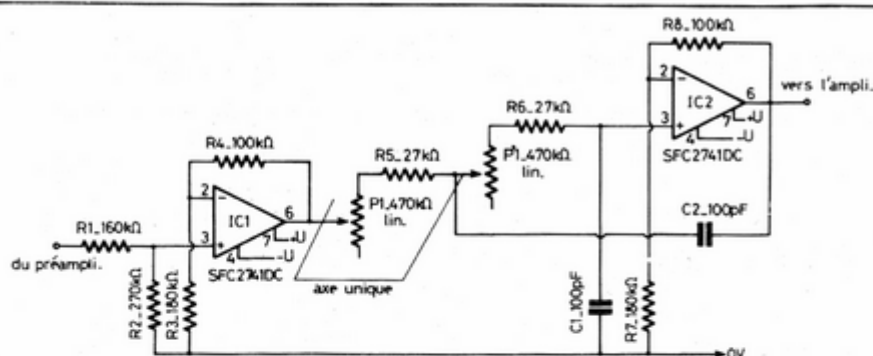


Fig. 11

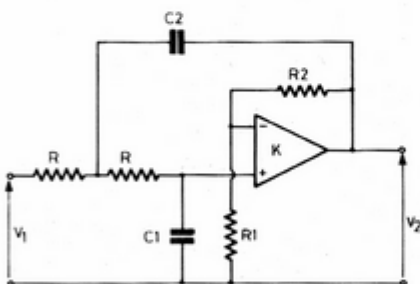
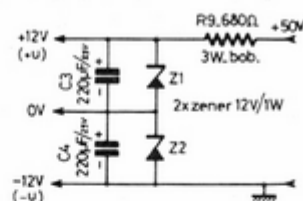


Fig. 12

Nous pouvons donc définir les deux fréquences extrêmes pour $R = 497 \text{ k}\Omega$ et $R = 27 \text{ k}\Omega$.

$$F = \frac{1}{2 \pi RC}$$

avec $C = 100 \text{ pF}$ soit $100 \cdot 10^{-12}$ farads;
 $R = 497 \text{ k}\Omega$, soit $497 \cdot 10^3$ ohms.

$$F = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 497 \cdot 10^3} = \frac{10^9}{312 \cdot 116} = 3 \cdot 204 \text{ Hz}$$

avec $C = 100 \text{ pF}$ soit $100 \cdot 10^{-12}$; $R = 27 \text{ k}\Omega$ soit $27 \cdot 10^3$.

$$F = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 27 \cdot 10^3} = \frac{10^9}{16 \cdot 956} = 58 \cdot 976 \text{ Hz}$$

d'où $F_{\min} = 3 \cdot 204 \text{ Hz}$ et $F_{\max} = 58 \cdot 976 \text{ Hz}$.

Les deux résistances R devant être égales, on utilise un potentiomètre double monté en résistances variables. L'action

de ce potentiomètre va permettre un balayage de la bande passante de l'amplificateur de 58 kHz à $3,2 \text{ kHz}$.

En fait, ces deux valeurs sont théoriques, car il faut tenir compte de la tolérance des composants qui est de $\pm 20 \%$ pour le potentiomètre et $\pm 10 \%$ pour les condensateurs.

L'alimentation des circuits intégrés est fixée à ± 12 volts soit une tension totale de 24 volts que nous prélevons avec une résistance chutrice à l'alimentation stabilisée délivrant $+50$ volts. Deux diodes zeners de 12 volts montées en série permettent d'obtenir le 0 volt flottant nécessaire à l'alimentation symétrique.

F. JUSTER ■

LES PROFESSIONNELS AU SERVICE DU GRAND PUBLIC

RTC Signetics : circuits intégrés, semi-conducteurs, tubes
RTC Cogeco : résistances, potentiomètres, condensateurs - **SOCAPEX : connecteurs tous types**
SECME : interrupteurs, voyants - **THOMSON : câbles pour l'électronique** - **O. K. W. : boîtiers modules, boutons**
OMRON : relais, micro switches - **PHILIPS - PANTEC : appareils de mesure** - **bombes KF, fers à souder, soudure, etc.**

des exemples de prix t.t.c.*

SN 7400 : 1,90 F - HEF 4000 : 2,10 - BC 108 : 1,80 F - condensateur $22\mu\text{F}$ 25 v : 1 F
 résistance $1/4 \text{ W}$: 0,30 F - connecteur BNC UG 88/U : 5 F - interrupteur miniature
 Djeteco : 8 F - fil de câblage 11 couleurs, les 2 m : 12 F - soudure 500 g : 38 F
 contrôleur universel : 20 kΩ/v, 8 gammes, 38 calibres : 289 F - *PORT EN SUS

avec 5,00 F en timbres, pour frais d'envoi, retournez-nous le bon ci-dessous. vous recevrez notre documentation-tarif détaillée.

PARISUD composants

UNE DIVISION DE

COMPTOIR DE VENTE :
63, rue Desnouettes
75015 PARIS
☎ 533.69.43

AF diffusion

bon à découper suivant les pointillés et à retourner dûment rempli à Parisud composants, avec 5,00 F en timbres. Merci !

NOM _____ PRENOM _____

PROFESSION _____

ADRESSE _____