



ses@sem

NOTE D'APPLICATION TECHNIQUE C.I.L.

147

L'amplificateur
opérationnel
SFC 2776

G. DECÈS



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

LE SF.C 2776, AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL PROGRAMMABLE EN GAIN, BANDE PASSANTE, VITESSE DE MONTEE ET PUISSANCE CONSOMMEE.

INTRODUCTION

L'amplificateur opérationnel SFC 2776 fonctionne dans une large gamme de tension d'alimentation : $\pm 1,2$ V à ± 18 V ; il est compatible avec le brochage des autres amplificateurs SFC 2741, 2101 A. La caractéristique essentielle de ce dispositif est la relation que l'on peut établir entre le gain, la bande passante, la vitesse de montée, la puissance consommée à vide et la valeur du courant de polarisation principal

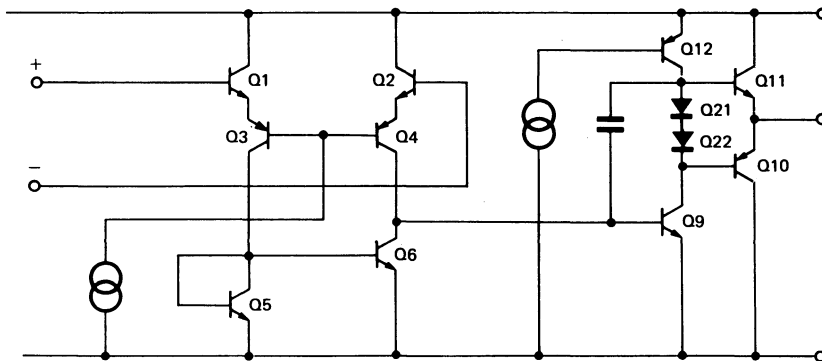


Figure 1 - Schéma simplifié des amplificateurs type SF.C 2741 et SF.C 2101 A

Après une étude théorique du circuit, ce document décrit des méthodes pour régler le courant de polarisation principal, étudie les réponses en fréquence en fonction de ce courant, et indique quelques exemples d'application du SFC 2776.

I - THEORIE DU CIRCUIT

1.1. Structure générale

On trouvera figure 2 le schéma général de l'amplificateur. La structure est tout à fait classique. Elle correspond à celle des amplificateurs du type SFC 2741 ou SFC 2101 A dont le schéma simplifié est donné figure 1.

Les transistors d'entrée NPN, Q1 et Q2, attaquent les transistors PNP latéraux, Q3 et Q4, montés en base commune.

Cette disposition a l'avantage d'éviter le phénomène de verrouillage (latch-up), tout en autorisant de faibles courants d'entrée.

Les transistors Q5 et Q6, montés en "miroir de courant", constituent la charge active du premier étage.

Le deuxième étage, représenté par le transistor Q9 et la charge active Q12, attaque les transistors de sortie, Q10 et Q11, montés en émetteur suiveur.

Cette disposition simple à deux étages présente l'avantage de faciliter la compensation en fréquence, celle-ci pouvant être assurée par une seule capacité de 30 pF, aisément intégrable.

Le gain en tension nécessaire est obtenu grâce à l'utilisation de charges actives.

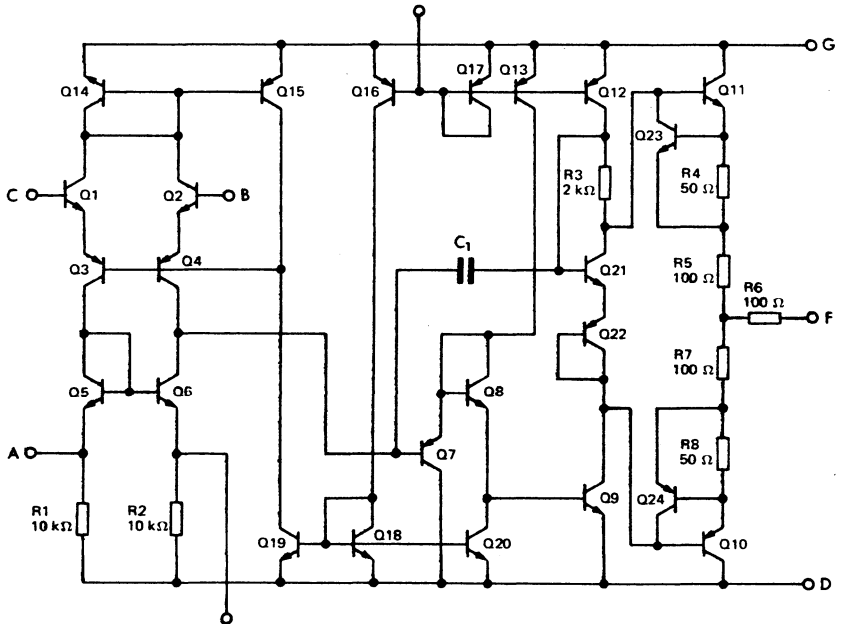


Figure 2 — Schéma général de l'amplificateur SF.C 2776

1.2. Calcul des polarisations

La polarisation générale de l'amplificateur est obtenue grâce au courant, I_{set} , réglable extérieurement.

Le gain des transistors étant suffisamment grand, on peut, en général, négliger le courant base dans les calculs.

1.2.1. Polarisation du premier étage :

Les transistors Q16 et Q17 étant identiques, on a :

$$I_{Q16} = I_{Q17} = I_{set}$$

Pour la même raison :

$$I_{Q18} = I_{Q19} = I_{Q16} = I_{set}$$

Le courant base de Q3 et Q4 étant négligé, on a, du fait de la boucle Q3-Q4, Q1-Q2, Q14-Q15 :

$$I_{Q15} = I_{Q19}$$

Et comme Q14 est identique à Q15 :

$$I_{Q\ 14} = I_{Q\ 15} = I_{set}$$

D'où le courant collecteur des transistors d'entrée :

$$I_{Q\ 1} = I_{Q\ 2} = \frac{I_{set}}{2}$$

Soit dans les cas extrêmes de réglage de consommation :

$$0,75\ \mu A < I_{Q\ 1} < 7,5\ \mu A$$

Ce courant est également celui qui parcourt les transistors PNP latéraux Q3 et Q4.

Il est donc important que ces transistors conservent des caractéristiques acceptables à faible courant.

1.2.2. Polarisation du second étage :

- Courant dans Q20 :

La surface émetteur de Q20 étant moitié de celle de Q18 on a :

$$I_{Q\ 20} = \frac{I_{set}}{2}$$

$$0,75 < I_{Q\ 20} < 7,5\ \mu A$$

- Courant dans Q12 et Q13 :

La surface émetteur de Q12 et Q13 est double de celle de Q17 on a :

$$I_{Q\ 12} = I_{Q\ 13} = 2 I_{set}$$

$$3\ \mu A < I_{Q\ 12} < 30\ \mu A$$

- Courant dans Q7

$$I_{Q\ 7} = I_{Q\ 13} = I_{Q\ 20}$$

$$I_{Q\ 7} = 2 I_{set} - \frac{I_{set}}{2}$$

$$I_{Q\ 7} = 1,5 I_{set}$$

$$2,25\ \mu A < I_{Q\ 7} < 22,5\ \mu A$$

1.2.3. Polarisation des transistors de sortie

$$I_{Q\ 10} = I_{Q\ 11}$$

$$I_{Q\ 21} = I_{Q\ 22} = I_{Q\ 12} = 2 I_{set}$$

La surface émetteur de Q21 est égale à celle de Q11 ; celle de Q10 vaut environ 5 fois celle de Q22.

Par ailleurs $R_4 + R_5 = R_7 + R_8$

Par approximations successives, on trouve :

$$\text{Pour } I_{\text{set}} = 1,5 \mu\text{A} \quad I_{Q10} = I_{Q11} = 4,6 \mu\text{A}$$

$$\text{Pour } I_{\text{set}} = 15 \mu\text{A} \quad I_{Q10} = I_{Q11} = 2,1 \mu\text{A}$$

Il est intéressant de rechercher la variation de I_{Q11} en fonction de I_{set} .

$$\frac{\Delta I_{Q11}}{\Delta I_{\text{set}}} = \frac{\frac{KT}{q I_{\text{set}}} - R_3}{R_4 + R_5 + \frac{KT}{q I_{Q11}}}$$

La dérivée s'annule pour :

$$\frac{KT}{q I_{\text{set}}} = R_3$$

$$\text{Soit avec } \frac{KT}{q} = 30 \text{ mV et } R_3 = 6 \text{ K}\Omega$$

$$I_{\text{set}} = 5 \mu\text{A}$$

$$I_{Q11} \text{ vaut alors environ } 7 \mu\text{A}$$

L'allure du courant de polarisation des transistors de sortie en fonction de I_{set} est donc sensiblement celle de la figure 3.

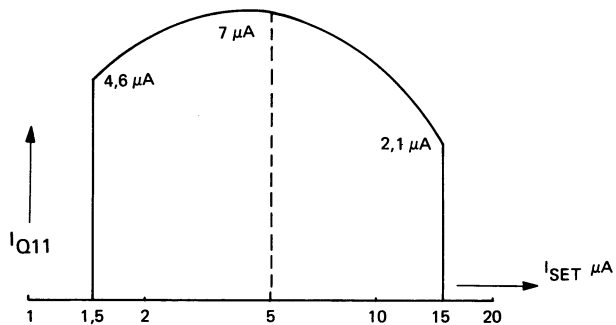


Figure 3 – Courant de polarisation des transistors de sortie en fonction de I_{set} .

La résistance R_3 tend donc à stabiliser la polarisation des transistors de sortie.

Ce système, très utilisé maintenant en circuits intégrés linéaires, est dit "de compensation de la transconductance" des diodes Q21 et Q22.

- Courant d'alimentation total

En faisant la somme de tous les courants, on trouve que la consommation I_{CC} est :

$$I_{CC} = 8 I_{set} + I_{Q11}$$

Soit :

$$I_{CC} \approx 17 \mu A \quad \text{pour } I_{set} = 1,5 \mu A$$

$$I_{CC} \approx 122 \mu A \quad \text{pour } I_{set} = 15 \mu A$$

1.3. Réponse en fréquence

Sans compensation, la réponse en fréquence de l'amplificateur présente deux fréquences de coupure principales.

- Première fréquence de coupure

Elle est associée à la charge du premier étage

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_{L1} C_1}$$

C_1 est la somme de 4 capacités parasites :

1) Capacité d'entrée C_{e7} de Q7.

Le $C_{b'c}$ de Q9 est ramené sur l'entrée de ce transistor, multiplié par le gain A_{V2} du second étage (effet Miller)

Vue de l'entrée de Q7, cette capacité est équivalente à une capacité β_7 fois plus faible.

$$C_{e7} = \frac{C_{b'c9} \cdot A_{V2}}{\beta_7}$$

2) Capacité d'isolement C_{c56} de Q6.

3) $C_{b'c}$ de Q6 multiplié par $(A_1 + 1)$

A_1 étant le gain en courant du miroir de courant

Q5, Q6 . $A_1 = 1$

4) Cb'c de Q4

Finalement :

$$C_1 = \frac{Cb'c_9 A_{V2}}{\beta_7} + Cc_{s6} + 2 Cb'c_6 + Cb'c_4$$

$$C_1 = 4,25 \text{ pF}$$

$$R_{L1} = 3,5 \text{ M}\Omega$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,510^6 \cdot 4,25 \cdot 10^{-12}}$$

$$f_{c1} = 11 \text{ kHz}$$

– Deuxième fréquence de coupure

Elle est associée à la fréquence de coupure des transistors PNP latéraux d'entrée Q3 et Q4.

$$F_{c2} \approx F \propto \text{PNP} \approx 1 \text{ MHz}$$

1.4. Compensation

La réponse en fréquence de l'amplificateur se présente comme figure 4.

Le gain est encore notable lorsque la deuxième fréquence de coupure est atteinte ($A_{V(1\text{Mhz})} = 1650$)

Afin de supprimer tout risque d'instabilité, il est nécessaire de compenser l'amplificateur de façon à ce que le gain atteigne 0dB à 1 Mhz.

Pour cela, on abaisse la fréquence de coupure f_{c1} du premier étage de telle façon que :

$$A_o f_c = f_{c2} = 1 \text{ Mhz}$$

On y parvient en augmentant l'effet MILLER du second étage en plaçant une capacité entre le collecteur de Q9 et la base de Q7. On crée alors une fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{L1} C A_{V2}}$$

$$C = \frac{1}{4\pi r_{e1} f_{c2}}$$

$$C = 20 \text{ pf}$$

On prend en pratique **C = 30 pf**

Calcul de f_c

$$f_c = \frac{f_{c2}}{A_o} = \frac{10^6}{0,15 \cdot 10^6}$$

$$f_c = 6,6 \text{ Hz}$$

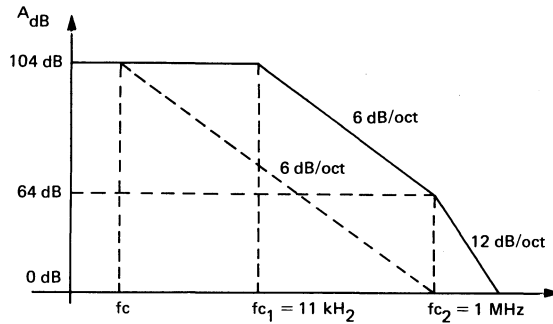


Figure 4 – Réponse en fréquence de l'amplificateur.

1.5. Vitesse maximale de montée en sortie (Slew-rate)

Elle est limitée par le courant maximum, I_m , disponible pour charger la capacité de compensation C :

$$I_m = 2 I_{c1} = 15 \mu A \text{ pour } I_{set} = 15 \mu A$$

$$S = \frac{dV}{dt} \text{ max.} = \frac{I_m}{C} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-12}}$$

$$S = 0,5 \text{ V}/\mu S$$

Remarque :

$$\text{On a : } S = \frac{2 I_{c1}}{C} \tag{1}$$

$$C = \frac{1}{4\pi f_{c1} r_{e1} f_{c2}} = \frac{1}{4\pi \frac{KT}{q} f_{c1} f_{c2}} \tag{2}$$

En combinant (1) et (2)

$$S = 8\pi \frac{KT}{q} f_{c2}$$

Dans ce type d'amplificateur, la vitesse maximale de montée en sortie est limitée par la fréquence de coupure des PNP latéraux.

$$S \text{ max.} = 8\pi \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6 \text{ (en prenant } f_{c2} \text{ min} = 1 \text{ Mhz)}$$

$$S \text{ max.} = 0,75 \text{ V}/\mu s$$

II – UTILISATION DU CIRCUIT

2.1. Réglage du courant de polarisation

Le courant de polarisation principal ou I_{set} du SFC 2776 varie de quelques centaines de micro-ampères ($500 \mu A$ valeurs limites absolues) à quelques pico-ampères ($1 pA$ à $25^\circ C$ le courant limite de fuite de surface). La figure 5 montre le circuit équivalent du montage interne de polarisation. La figure 6 indique plusieurs méthodes possibles pour le réglage du courant.

Figure 5 – Schéma simplifié du circuit de polarisation principale du S.F.C 2776

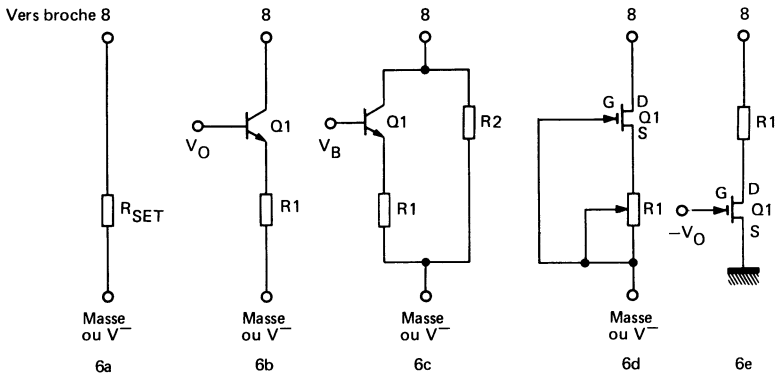
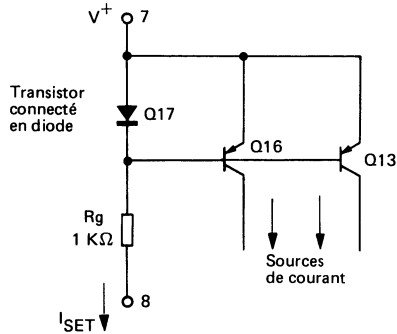


Figure 6 – Schéma des différentes méthodes utilisées pour régler le courant de polarisation du S.F.C 2776. Ces réseaux sont extérieurs au circuit et choisis par l'utilisateur en fonction de ses applications.

2.1.1. Figure 6 a. C'est la méthode la plus simple (une résistance)

Entre la tension d'alimentation V_{CC} et la broche 8 (I_{SET}), il y a une diode qui diminue la tension ; la valeur de la résistance sera :

$$\text{soit } R = \frac{V_{CC} - 0,7}{I_{SET}} \quad \text{si } R \text{ est relié à la masse}$$

$$\text{soit } R = \frac{2 V_{CC} - 0,7}{I_{SET}} \quad \text{si } V_{CC1} = V_{CC2} \text{ et } R \text{ relié à } V_{CC2}$$

2.1.2. Figure 6 b. En insérant un transistor Q_1 , on peut moduler le courant I_{SET} en choisissant différentes valeurs pour la tension base V_B . Q_1 sera un transistor à très faible fuite tel que BCY 69.

2.1.3. Figure 6 c. Un courant constant est fourni à travers R_2 plus un courant modulé et contrôlé par V_B . On combine les deux éléments fig. 6 a et 6 b.

2.1.4. Figure 6 d. L'emploi d'un transistor à effet de champ, comme source de courant, est une méthode qui permet d'utiliser toute la gamme de courant possible, sans avoir recours à des résistances de plusieurs mégohms, nécessaires dans les autres cas.

2.1.5. Figure 6 e. Dans ce circuit, on combine les avantages du circuit précédent avec la possibilité de couvrir toute la gamme de courant avec une variation de 0,5 Volt dans le $-V_G$, quand on utilise un transistor à effet de champ à faible tension de pincement tel que le 2N 4979.

Les réseaux avec transistor à effet de champ ont l'inconvénient de nécessiter un circuit de compensation de dérive en température quand ils sont utilisés dans des applications pour lesquelles les températures de fonctionnement varient beaucoup autour de la température de réglage.

2.2. Réponse en fréquence de l'amplificateur.

Sur la figure 7, nous avons représenté un amplificateur inverseur dont le gain est égal au rapport des résistances R_2/R_1 . La valeur de ce gain reste constante, comme une fonction de la fréquence, tant que la réponse de l'amplificateur n'est pas limitée, soit par le réseau interne de compensation en fréquence, soit par la vitesse de montée. La fréquence de coupure du réseau de compensation interne et celle limitant la vitesse de montée sont, toutes les deux, pour le SFC 2776, des fonctions du courant de réglage.

Choisissons un courant de réglage I_{SET} et une tension d'alimentation symétrique ; le produit gain-bande G_{BW} , sera déterminé pour l'exemple cité. La fréquence f_2 (petits signaux) ou la fréquence de coupure à -3 dB, sera égal à :

$$f_2 = \frac{G_{BW}}{\text{Gain}}$$

Le gain utilisé ci-dessus est le gain en boucle fermée de l'amplificateur. Par exemple, supposons que les conditions de courant de réglage et d'alimentation soient remplies pour avoir un produit gain/bande $G_{BW} = 10^6$; si le gain en boucle fermée est de 5, la fréquence f_2 sera 200 KHz. Ceci montre que pour des signaux dont l'amplitude crête à crête est inférieure à 1 Volt la réponse de l'amplificateur restera dans la région définie par le niveau de gain 5 et la fréquence à -3 dB, 200 KHz et commencera à décroître à 6 dB/octave pour des fréquences supérieures à 200 KHz.

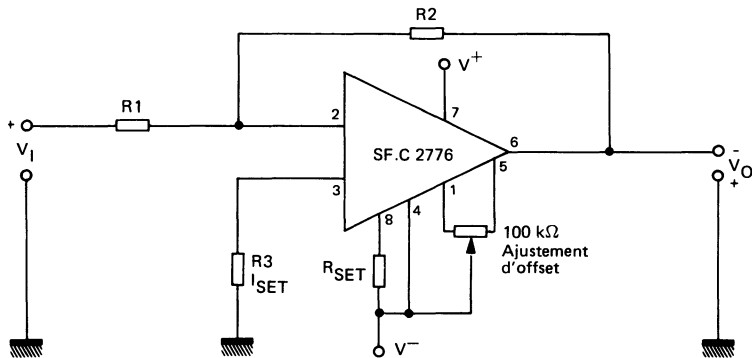


Figure 7 — Schéma du montage du SF.C 2776 en amplificateur inverseur.

Si, dans les mêmes conditions que ci-dessus, la vitesse de montée, est de $0,15 \text{ V}/\mu\text{s}$, la réponse "grands signaux" de l'amplificateur sera limitée à une haute fréquence extrême par la vitesse de montée. L'amplificateur doit monter à un taux égal au taux maximum de variation du signal d'entrée, qui se situe au passage par zéro pour une onde sinusoïdale. Ces conditions maximales de vitesse de montée, pour une fréquence et une amplitude donnée, sont :

$$V_O = V_{\text{crête}} \sin 2\pi ft$$

$$\frac{dV_O}{dt} = V_{\text{crête}} 2\pi f \cos 2\pi ft$$

$$\frac{dV_O}{dt} = V_{\text{crête}} 2\pi f \quad \text{si } t = 0$$

La figure 8 indique la vitesse de montée minimale exigée pour l'amplificateur, condition nécessaire pour éviter une triangularisation du signal, ou les valeurs limites de la vitesse de montée du signal de sortie en fonction de la fréquence et l'amplitude crête du signal.

Pour le cas d'une vitesse de montée de $0,15 \text{ V}/\mu\text{s}$, le circuit transmettra un signal sinusoïdal de 1 Volt crête à 23 KHz, mais fournira un signal sinusoïdal sans distorsion seulement à une fréquence inférieure ou égale à 3 KHz. Notons que la limitation de vitesse de montée due à l'amplitude se rapporte seulement à la sortie. Donc, la méthode de calcul "grands signaux" ci-dessus s'applique sans tenir compte du gain en boucle fermée du circuit.

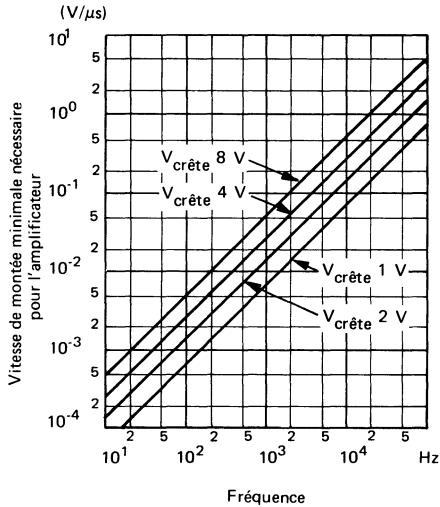


Figure 8 — Vitesse de montée minimale en fonction de la fréquence, et en fonction de l'amplitude crête.

2.3. Oscillateur à courant contrôlé sans condensateur extérieur.

L'oscillateur à courant contrôlé, représenté sur la figure 9, fonctionne dans un domaine de 5 décades de fréquence grâce à une plage de réglage similaire du courant issu de la broche I_{SET} de l'amplificateur. Cette variation linéaire de la fréquence en fonction du courant de réglage est possible, parce que la vitesse de montée du SFC 2776 est directement proportionnelle au courant réglé dans le circuit de polarisation principal du circuit.

L'amplificateur A_2 fonctionne comme un comparateur, pour lequel la tension de référence, V_{ref} , est égale à :

$$V_{ref} = V_O \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

V_O oscille entre les valeurs de tension de sortie maximum, haut et bas, que A_2 est capable de fournir. Quand la sortie de A_1 dépasse légèrement la tension de référence dans le sens positif, la sortie du comparateur bascule à la valeur négative extrême. A_1 commence à monter dans le sens négatif, et V_{ref} change de polarité. A_1 continue à monter jusqu'à ce qu'il dépasse légèrement la tension V_{ref} polarisée négativement. La sortie du comparateur et la tension V_{ref} retournent alors à leur état premier et A_1 remonte vers V_{ref} positif. Le cycle se répétera ensuite.

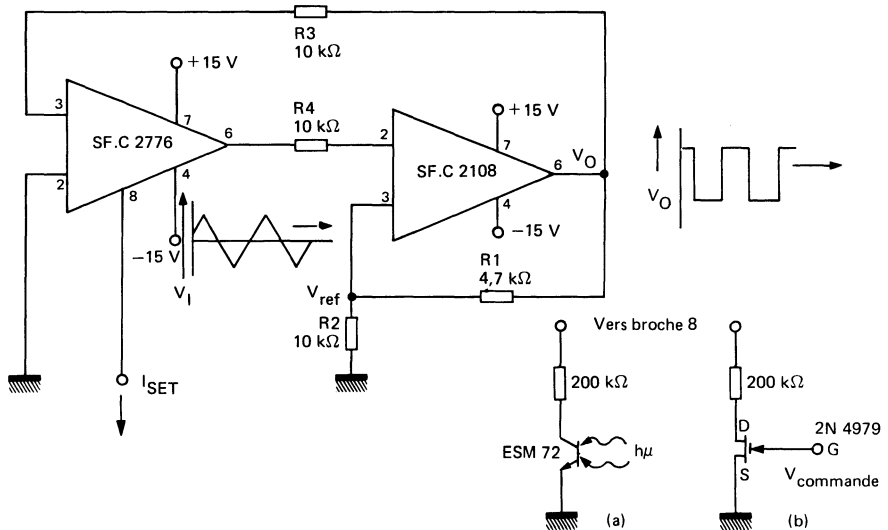


Figure 9 — Schéma général d'un oscillateur à courant contrôlé. Mais grâce à la programmation possible du courant de polarisation du SFC 2776, on peut avoir un oscillateur à tension contrôlée en insérant un transistor à effet de champ, ou bien un oscillateur à contrôle de lumière en insérant un photo-transistor.

La capacité, qui est chargée alternativement positivement et négativement durant chaque cycle, est la capacité de 30 pf (condensateur MOS de la compensation de fréquence interne) situé dans le second étage du SFC 2776. La rampe positive représente environ 41 % du cycle et la rampe négative 59 %, ceci est dû à la non-symétrie des sources de courants positif et négatif qui chargent la capacité MOS. Pour des applications exigeant une parfaite symétrie, la sortie peut être alimentée à partir d'un flip-flop diviseur par 2, déclenché par le flanc positif ou négatif de la tension de sortie V_O .

On utilise, comme comparateur, un amplificateur à haute impédance SFC 2108, pour éviter de charger la sortie du SFC 2776 quand il est réglé à un faible courant de polarisation. L'impédance de sortie du SFC 2776 croît de façon importante, quand le courant de réglage est dans la région < 1 nA. Pour des applications dans la bande "audio-fréquence", le SFC 2108 est remplacé par un autre SFC 2776 réglé à 50 μ A, ou par un SFC 2741.

En insérant un transistor à effet de champ 2N 4979 entre la broche I_{SET} et la masse, on change le circuit en oscillateur à tension contrôlée (V_{CO}) couvrant la plage de fréquence correspondant à 5 décades, quand la tension d'entrée varie entre 0 et la tension de pincement du transistor à effet de champ (approximativement - 5 Volts).

On obtiendra un oscillateur à contrôle de lumière, en remplaçant le transistor à effet de champ par un photo-transistor ESM 72. En basse fréquence, on peut utiliser un disque opaque percé d'une petite fente jusqu'au haut de la gamme BF. Puisqu'on dispose d'un éclairage scintillant à 100 Hz, une capacité de 4 μ F placée entre la broche I_{SET} et la masse éliminera la modulation parasite sur la ligne de puissance de l'oscillateur, fréquence due à l'éclairage ambiant.

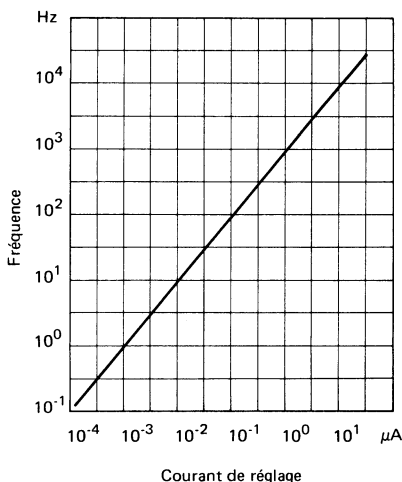


Figure 10 — Variation de la fréquence en fonction des valeurs du courant de polarisation pour un oscillateur à courant contrôlé.

La courbe donnée en figure 10 donne les valeurs typiques de la fréquence de sortie en fonction de la valeur du courant de réglage dans le montage indiqué avec les valeurs de composants. Si le rapport R_2/R_1 ou la tension d'alimentation, ou les deux décroissent, il en résultera un petit décalage vers le haut dans la gamme de fréquence de l'oscillateur, puisque l'une ou l'autre de ces variations entraîne une réduction de l'amplitude de la rampe de sortie de l'amplificateur A_1 .

2.4. Multiplexage et mise en forme de signal sans transistor à effet de champ.

Pour multiplexer des signaux analogiques à double polarité, on a habituellement recours à des amplificateurs buffers, des commutateurs à transistor à effet de champ, et à des sources d'alimentation positive et négative, suffisamment supérieure à l'amplitude crête du signal pour assurer le blocage ou la conduction complètes du transistor à effet de champ.

L'amplificateur opérationnel SFC 2776 supprime la nécessité d'utiliser des commutateurs à transistors à effet de champ, comme cela est montré dans la figure 11. La tension nécessaire aux commutateurs de multiplexage est un signal logique référencé à la masse, et est fourni par des circuits TTL ou DTL. La commutation est obtenue en utilisant le réglage extérieur du courant de polarisation principale, particulier du SFC 2776. En injectant ou en absorbant un courant de polarisation de $70 \mu A$, l'amplificateur est soit conducteur ou bloqué à I_{CBO} limite du transistor BCY 69, 15 nA dans ce cas.

L'isolement entre l'amplificateur actif et le signal appliqué à l'entrée d'un autre amplificateur bloqué, dans le cas présenté sur la figure, est de 80 dB à 50 KHz. Le temps d'acquisition de la sortie, d'une position de multiplexage à une autre, est limité seulement par la vitesse de montée de l'amplificateur, 5 V/ μs .

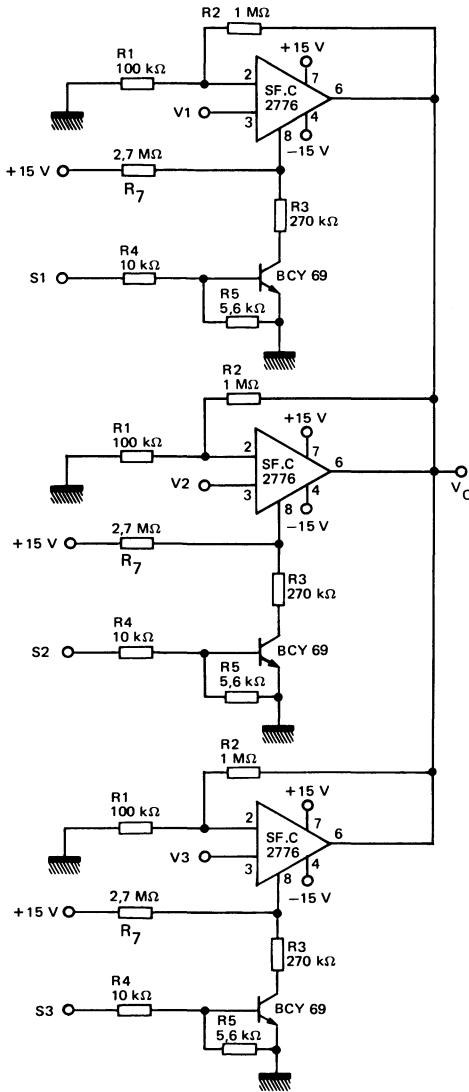
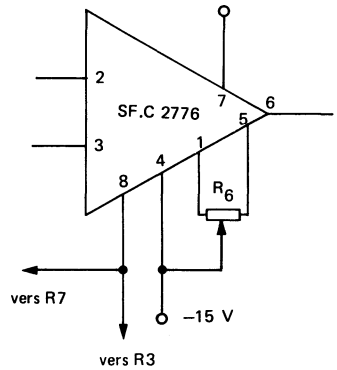


Figure 11 – Schéma général d'un multiplexeur et d'un circuit de mise en forme de signaux sans avoir recours à des transistors à effet de champ de commutation.



Réseau de compensation de la tension résiduelle utilisable pour chacun des amplificateurs.

2.5. Circuit à rotation de phase.

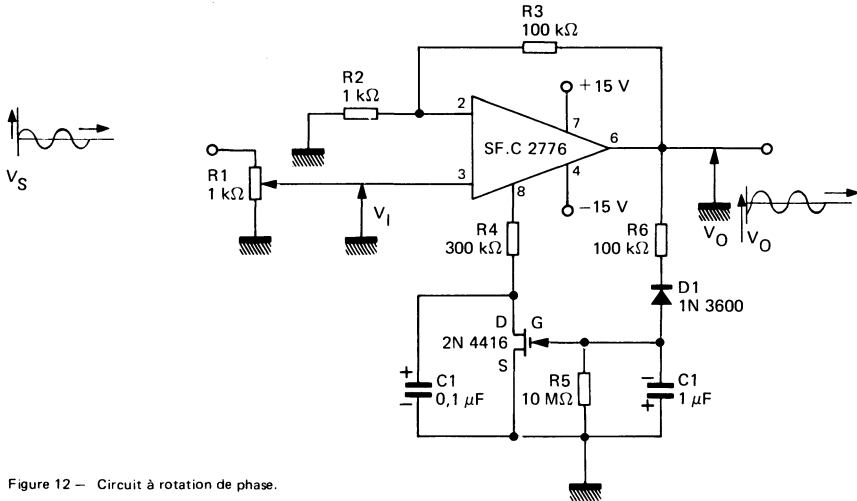


Figure 12 — Circuit à rotation de phase.

Le circuit à rotation de phase que l'on rencontre habituellement, comprend un groupe de résistances, d'inductances, de condensateurs arrangé de telle sorte qu'il fournit une rotation de phase donnée à une seule fréquence. Malheureusement, pour un certain écart autour de la fréquence centrale, l'amplitude et l'angle de phase à la sortie du réseau R L C varient. Le circuit, décrit figure 12, donne une rotation de phase constante et une amplitude constante à la sortie dans une gamme de fréquence d'entrée allant de 1 KHz à 10 KHz. La rotation de phase peut être réglée, pour une gamme de température de -30°C à $+85^{\circ}\text{C}$, et ne variera pas plus de 1° dans toute la gamme de fréquence d'entrée.

Le circuit est basé sur l'emploi d'un amplificateur au gain de 100 qui exploite la particularité du SFC 2776, la variation de la caractéristique du circuit de compensation en fréquence à -6 dB/octave, pour obtenir une rotation de phase constante. La diode D_1 , la résistance R_5 , et le condensateur C_1 constituent le détecteur de tension crête. Quand la tension crête à la sortie de l'amplificateur sera approximativement égale à la tension V_{GSOFF} de Q_1 , le transistor à effet de champ commencera à bloquer le courant appliqué à la broche I_{SET} de l'amplificateur. Ceci provoquera une diminution de la fréquence de coupure de l'amplificateur. Un certain essai pour accroître davantage la tension de sortie en augmentant la tension d'entrée continuera à faire décroître la fréquence de coupure de l'amplificateur, mais la tension de sortie restera constante.

La fonction de transfert du circuit est :

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{100}{1 + j \frac{f}{f_o}}$$

V_O = tension de sortie

V_I = tension d'entrée

f = fréquence du signal d'entrée

f_o = fréquence de coupure
de l'amplificateur.

La tension de sortie est maintenue constante, et pour une valeur donnée de réglage de R_1 , la tension d'entrée est constante. Donc, pour que l'équation reste valable dans le cas d'une variation de la fréquence d'entrée f , il faut que la fréquence de coupure de l'amplificateur f_0 suive la fréquence d'entrée. L'équation (1) s'écrit en forme polaire

$$\left| \frac{V_O}{V_I} \right| \angle \theta = \left| \frac{100}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}} \right| -\text{arc tg } \frac{f}{f_0} \quad (2)$$

Elle démontre que l'angle de phase, θ , entre l'entrée et la sortie, peut rester constant, indépendamment de la fréquence d'entrée. Résolvons l'équation :

$$\frac{f}{f_0} = \left(\frac{100}{V_O / V_I} \right)^2 - 1$$

$$\theta = -\text{arctg} \left[\left(\frac{100 V_I}{V_O} \right)^2 - 1 \right]$$

Si, par exemple, $\frac{V_O}{V_I}$ est égal à 0,707 (100), la rotation de phase entre l'entrée et la sortie sera :

$$\theta = -\text{arctg} (2-1)$$

$$\theta = -45^\circ$$

aussi longtemps que la tension d'entrée restera constante. Le circuit indiqué figure 12 est applicable à un gain de 70,7 et à une rotation de phase de -45° sur le signal d'entrée, pour une certaine fréquence située dans la gamme et pour ce réglage particulier de R_1 .

2.6. Amplificateur 600 nanowatt. (puissance consommée au repos).

L'amplificateur représenté figure 13 fournit un exemple d'utilisation du SFC 2776 à très basse tension d'alimentation ($\pm 1,2$ V). Puisque la puissance consommée de 15 microwatts ou moins n'altère pas la durée de vie d'une pile au mercure, ce circuit peut être alimenté par 2 piles au mercure, pendant un temps égal à leur durée de vie. La puissance extraite de chaque source est de : $240 \text{ nA} \times 1,2 \text{ V} = 288 \text{ nW}$.

La fréquence f_2 à partir de laquelle la courbe de réponse de l'amplificateur commence à décroître en réponse petits signaux est de 55 Hz.

L'amplitude maximale du signal crête à crête de sortie est de 1,2 Volts. Le courant de réglage (30 nA) autorise une vitesse de montée maximale de 0,7 V/ms. Combinant cette valeur de vitesse de montée avec l'amplitude crête de sortie 0,6 V on obtient une fréquence f_2 grands signaux de 185 Hz. Cependant, pour cette application, la réponse est seulement limitée par la fréquence à petits signaux et est indépendante de l'amplitude de sortie (voir figure 14). Des résistances de charge de valeur inférieure à 40 K Ω connectées à la sortie de l'amplificateur réduiront l'amplitude du signal de sortie crête à crête à un niveau inférieur à 1,2 Volt.

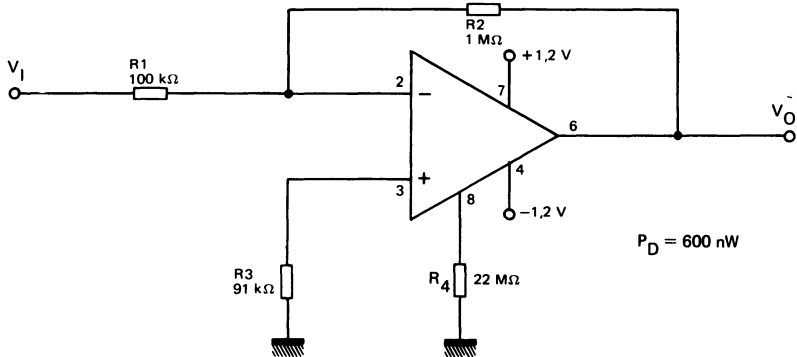
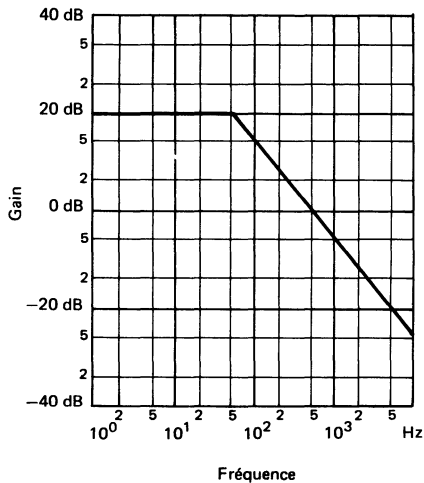


Figure 13 – Schéma d'un amplificateur à très faible puissance 600 nW, fonctionnant avec deux piles au mercure de 1,2 volt.

Figure 14 – Dans le cas de l'amplificateur micro-puissance, courbe de réponse du gain en fonction de la fréquence. Le point de courbure est à 55 Hz.



2.7. "Sample and hold" économique.

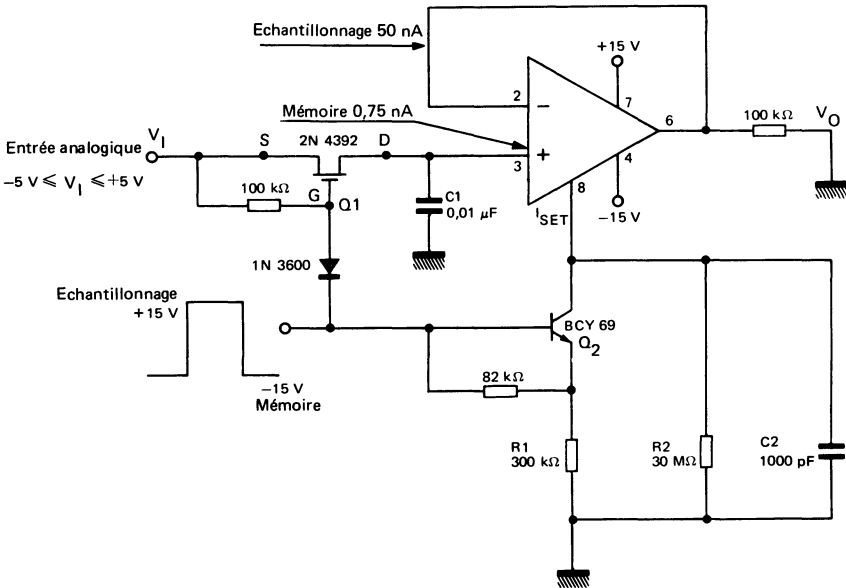
Les amplificateurs opérationnels utilisés dans les circuits "Sample and hold" doivent répondre aux critères suivants :

- Vitesse de montée élevée, pour avoir des temps d'acquisition courts ;
- Courant d'entrée extrêmement faible, pour avoir des longues durées de maintien.

Ces caractéristiques peuvent être obtenues normalement avec des amplificateurs à entrée à transistors à effet de champ, mais présenteront une dérive de tension en température trop importante. Une étude plus complète de ce problème révèle que l'exigence d'avoir une vitesse de montée élevée n'existe que durant la période d'échantillonnage, de même la nécessité d'avoir un courant de polarisation faible n'existe que durant la période de maintien.

L'amplificateur programmable SFC 2776 permet de passer d'un amplificateur à vitesse de montée élevée avec 50 nA de courant de polarisation d'entrée, à un amplificateur de mémoire avec 750 μ A de courant de polarisation d'entrée (ce qui est l'ordre de grandeur fixé pour les amplificateurs à entrée à transistors à effet de champ).

Figure 15 - Schéma général d'un circuit "Sample and hold" utilisant les possibilités de programmation du S.F.C. 2776. Pendant la période d'acquisition de donnée, 5 V/ μ s ; pendant la période de mémorisation $I_B = 750 \mu$ A.



Le circuit "Sample and hold" montré sur la figure 15 précise cette utilisation. Durant la période d'échantillonnage, le transistor à effet de champ Q1 est conducteur et la capacité mémoire C_1 se charge à une tension égale à la tension analogique d'entrée. La même tension d'échantillonnage + 15 V qui rend conducteur Q1, fait conduire le transistor Q2 monté en émetteur suiveur. Dans ce cas, le courant de réglage qui vient de l'amplificateur est de $100 \mu\text{A}$ environ, et on a une vitesse de montée de $5 \text{ V}/\mu\text{s}$. Quand le signal d'échantillonnage bascule à - 15 Volts (niveau du cycle mémoire), Q1 et Q2 sont bloqués. Dans ce cas, la tension aux bornes de la capacité mémoire est isolée des variations de la tension analogique d'entrée et le courant de réglage est réduit à sa valeur de repos $0,5 \mu\text{A}$ déterminée par la résistance R2 ($20 \text{ M}\Omega$). Puisque le courant d'entrée est presque directement proportionnel au courant de réglage, le courant de polarisation d'entrée diminue de 50 nA à 750 pA . La vitesse de montée de l'amplificateur va décroître aussi dans les mêmes proportions, mais ceci n'a pas d'effet dans le fonctionnement du circuit, puisque l'on est dans la période "mémorisation". La capacité C2 isole l'amplificateur des transitoires de commutation provoquées par Q1.

Conclusion

L'amplificateur opérationnel monolithique SFC 2776 est un dispositif exceptionnellement facile à adapter à différentes applications ; il est capable de fonctionner aussi bien à partir de sources d'alimentation ± 18 Volts, qu'à partir d'une paire de piles délivrant 1,2 Volt dans le pire cas. Comme nous l'avons vu, le contrôle du courant de polarisation principal permet à l'utilisateur de choisir la bande passante, la vitesse de montée et la puissance dissipée du circuit.

