



ses@sem

# NOTE D'APPLICATION TECHNIQUE MOS

141

**Commutateurs  
et multiplexeurs MOS:  
applications  
analogiques**

J.F. GAZIN



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS







## PREMIERE PARTIE :

 LE TRANSISTOR MOS, ELEMENT  
 DE COMMUTATION ANALOGIQUE.

Plusieurs définitions sont possibles pour décrire la fonction "commutation analogique".

Pour imparfaite qu'elle soit, nous retiendrons la suivante :

La fonction "commutation analogique" consiste à disposer dans un système analogique un organe (tripôle ou quadripôle) dont la résistance entre deux bornes peut prendre deux valeurs sous l'action d'une information digitale de commande :

- L'une, dite  $R_{ON}$ , aussi faible que possible
- L'autre, dite  $R_{OFF}$ , aussi élevée que possible.

Le choix du dispositif commutateur

Le commutateur idéal est ainsi caractérisé par une résistance "ON" nulle, une résistance "OFF" infinie, des temps de commutation infiniment courts et l'absence totale de perturbations apportées au réseau analogique commandé.

De nombreuses solutions : mécaniques, électromécaniques, photoélectriques, purement électroniques, etc ... sont concevables pour mettre en oeuvre une telle fonction. La planche 1 rassemble quelques unes de ces solutions et les compare sur 3 paramètres essentiels :

Planche 1

- . La valeur de  $R_{ON}$
- . La variation de  $R_{ON}$  en fonction de la tension d'entrée  $V_I$
- . La possibilité d'un fonctionnement bidirectionnel
- . Le niveau des signaux analogiques commandés
- . La puissance nécessaire à la commande
- . La perturbation apportée par le signal de commande au système commandé ("offset")
- . L'isolement électrique entre l'électrode (ou les électrodes) de commande et le système commandé
- . La possibilité d'intégration

... / ...

Pour les applications les plus courantes, deux solutions s'avèrent meilleures que les autres : les montages à relais et ceux utilisant des transistors FET ou MOS. Cependant, la puissance nécessaire à la commande des relais, importante dans la plupart des cas et l'impossibilité évidente d'intégrer un dispositif électromécanique font préférer des solutions faisant appel à des composants FET ou MOS.

### Planche 2

Le choix entre un transistor FET (grille de commande connectée au canal) ou un dispositif MOS (grille isolée du canal) n'est pas aussi simple : la planche 2 propose quelques éléments de choix. De ce tableau il est possible de dégager assez sommairement (et toujours pour des applications classiques; entendons par exemple, des fréquences de fonctionnement limitées à 2 MHz) les critères de choix suivants :

- . Pour des amplitudes réduites ( $< \pm 500$  mV) du signal à commander et des valeurs de  $R_{ON}$  très faibles, la préférence se portera sur les FET.
- . Si par contre, l'amplitude des signaux à commander est plus importante, que le  $R_{ON}$  n'est pas une contrainte majeure et qu'une intégration monolithique doit être envisagée pour des raisons d'encombrement ou de simplicité d'utilisation, le choix d'un composant MOS devient impératif.

C'est ce dispositif que nous allons analyser à présent.

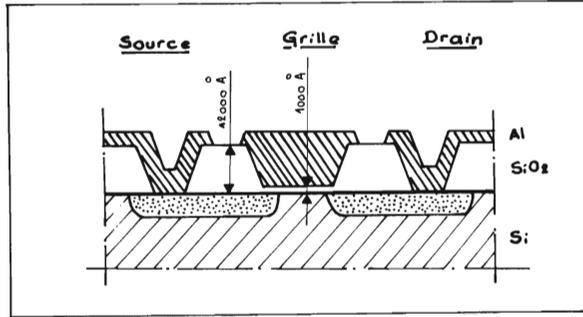
### Le transistor MOS

Le principe de fonctionnement, les réseaux de caractéristiques et les paramètres fondamentaux du transistor MOS sont connus. Rappelons, simplement, le principe du MOS à enrichissement (c'est à dire bloqué en l'absence de potentiel sur la grille par opposition au MOS à déplétion) qui fera l'objet de la suite de cet exposé.

Le MOS peut, schématiquement être assimilé à un condensateur dont les deux armatures seraient respectivement le substrat et la grille. L'apparition d'un potentiel sur celle-ci développe dans le substrat et en regard de la zone de grille des charges de signe opposé au potentiel de grille : le "canal" est constitué de ces charges.

Celles-ci sont recueillies par deux électrodes transversales diffusées dans le substrat et dites "source" et "drain". Le dispositif ainsi constitué est rigoureusement symétrique : on note conventionnellement "drain" l'électrode qui est à un potentiel de même signe que le MOS conducteur.

... / ...



Plusieurs éléments interviennent pour définir la technologie de réalisation. On distingue entre autre :

- . Le type de canal (P ou N)
- . L'orientation cristalline du substrat  
(  $\langle 111 \rangle$  ou  $\langle 100 \rangle$  )
- . Le matériau constituant l'électrode de grille (aluminium, molybdène, silicium polycristallin, etc ...)
- . Le matériau constituant le diélectrique de grille ( $\text{SiO}_2$  ,  $\text{SiO}_2 + \text{Al}_2\text{O}_3$  ,  $\text{SiO}_2 + \text{Si}_3\text{N}_4$ , etc ...)

Une technologie parmi les plus classiques (dite "canal P, grille aluminium, faible seuil") utilise un substrat de type N (ce qui implique effectivement un canal P puisque les charges développées dans le canal sont de signe opposé au dopage du substrat), une orientation cristalline  $\langle 100 \rangle$ , une grille d'aluminium et un diélectrique d'oxyde de silicium  $\text{SiO}_2$ . Le schéma équivalent à un transistor MOS réalisé suivant cette technologie est indiqué sur la planche 3.

### Planche 3

De nombreux éléments parasites apparaissent qui permettent de mieux cerner le fonctionnement du MOS réel :

- . Deux diodes, conséquence des diffusions source drain dans l'épaisseur du substrat.
- . Deux capacités de jonction associées à ces diodes,  $C_{GB}$  et  $C_{DB}$
- . Trois capacités "géométriques" inhérentes au fonctionnement du dispositif ( $C_{GB}$ ) ou à la technologie ( $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ )
- . Une résistance  $R_{ON}$  du canal en conduction
- . Un générateur de courant, en parallèle sur le commutateur idéal, et circulant dans le canal bloqué (courant inverse des diodes de diffusion).

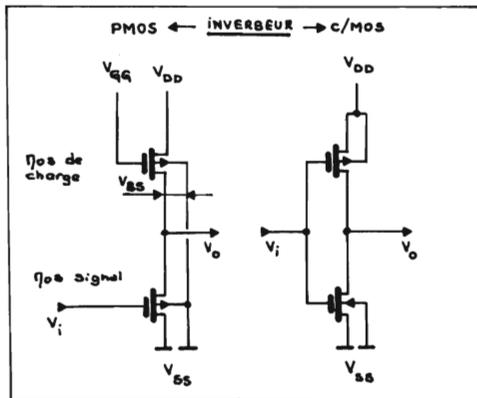
... / ...

- Une diode Zener destinée à protéger le diélectrique de grille. Cette diode limite à une quarantaine de Volts la différence de potentiel maximale entre grille et substrat, prévenant ainsi un "claquage" du diélectrique (tension de claquage : environ 90 V) dû par exemple à une accumulation de charges statiques.

Il est important de connaître l'évolution de ces éléments parasites en fonction des tensions appliquées au MOS commutateur pour en déduire les conditions de polarisation optimales. Prenons l'exemple de  $R_{ON}$  (planche 4). La courbe de gauche trace la relation qui lie  $R_{ON}$  à la différence de potentiel  $V_{GS} - V_T$  (avec  $V_T$ , tension de seuil du MOS).

Planche 4

On note une décroissance de  $R_{ON}$  quand cette différence augmente. Cette relation s'explique aisément si l'on se rappelle que,  $V_{GS}$  croissant au-delà du seuil  $V_T$ , davantage de charges sont induites dans le canal. Mais la valeur du seuil augmente avec la différence de potentiel source-substrat  $V_{BS}$  (courbe de gauche) en raison de "l'effet de substrat" caractérisé par un "coefficient d'effet de substrat" (coefficient 0,5 dans la relation de  $V_T$ ). Ceci ne présente pas d'importance dans les applications pour lesquelles  $V_{BS} = 0$  (ce qui est le cas du MOS "signal" dans un inverseur à MOS monocal ou des 2 MOS dans un inverseur à MOS complémentaires). Dans certaines autres pour lesquelles  $V_{BS}$  est important, la tension de seuil augmente considérablement au delà de  $V_{T0}$ , sa valeur initiale pour  $V_{BS} = 0$



Ce sera par exemple, le cas du MOS "de charge" dans l'inverseur à MOS mais aussi et surtout, celui du MOS commutateur.

Le phénomène; augmentation de  $R_{ON}$  quand  $V_{GS} - V_T$  diminue (augmentation encore amplifiée par l'effet de substrat), se traduit par une augmentation de  $R_{ON}$  pour les alternances négatives du signal à commuter avec un P MOS (MOS à canal P). On observe bien sur, le même phénomène sur les alternances positives du signal d'entrée attaquant un NMOS.

... / ...

L'utilisation du MOS commutateurPlanche 5

Quelles seront les conséquences pratiques de ces variations de  $R_{ON}$  et de la présence de capacités parasites ? La planche 5 indique deux exemples de ces conséquences pratiques :

. Variations de  $R_{ON}$ 

Entre  $V_I$  et  $V_O$ , le fait que  $R_{ON}$  soit supérieur à 0 revient à constituer un diviseur potentiométrique présentant une atténuation :

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{R_L}{R_{ON}(V_I) + R_L}$$

$R_{ON}$  étant une fonction de  $V_I$ , l'atténuation dépend du signal d'entrée. Il en résulte une distorsion du signal en sortie, distorsion dont le taux est inversement proportionnel à  $R_L$  (courbe de droite)

. Capacités parasites

Si l'on prend l'exemple d'un échantillonneur-bloqueur (sample and hold) dans lequel la tension mémorisée  $V_O$  apparaît aux bornes d'une capacité mémoire  $C_L$ , la commande de grille introduit une erreur dite "tension de départ" sur  $V_O$ . Cette tension d'erreur apparaît par le diviseur capacitif que constituent  $C_{GD}$  et  $C_L$ . Elle est donc inversement proportionnelle à la valeur de la capacité mémoire.

Les remarques précédentes sur le schéma équivalent au MOS, les relations de  $R_{ON}$ , l'effet substrat et la nécessité de maintenir  $R_{ON}$  à une faible valeur permettent de dégager quelques règles quant à la polarisation du MOS commutateur. La planche 6 rassemble quelques unes de ces règles.

Planche 6

Si les données de départ sont les suivantes :

- $V_I^+$  valeur maximale de l'excursion positive de  $V_I$
- $V_I^-$  valeur maximale de l'excursion négative de  $V_I$
- $R_{ON}$  maximale pour l'application souhaitée, il est possible de définir  $V_B$ , tension substrat et les deux valeurs de  $V_G$  permettant la commande "ON-OFF" du MOS; l'exemple est pris avec un dispositif à canal P dont on sait que le  $R_{ON}$  sera maximal pour  $V_I^-$  ;

. Tension de substrat  $V_B$ 

Celle-ci doit être telle qu'elle interdise dans tous les cas la conduction de D 1, ce qui implique :

$$V_B > V_I^+$$

... / ...

Cependant cette tension ne doit pas être trop élevée : en effet ceci aurait pour conséquence d'augmenter le  $R_{ON}$  à  $V_I^-$  en raison toujours de l'effet substrat. On posera donc, en pratique :

$$V_B = V_I^+$$

. Tension de grille au blocage  $V_{G\text{OFF}}$ .

Il ne faut pas que la source devienne positive de plus d'une tension de seuil par rapport à la grille. Le problème se posera donc pour  $V_I = V_I^+$ . La valeur minimale de  $V_G$  permettant le blocage vérifiera donc la relation

$$V_{G\text{ OFF}} = V_I^+ - |V_{T0}|$$

( $V_{T0}$  et non  $V_T$  puisque l'effet substrat disparaît alors, du fait même que source et substrat sont équipotentiels). En pratique on choisira une valeur  $V_{G\text{ OFF}}$  telle que :

$$V_{G\text{ OFF}} = V_I^+ = V_B$$

. Tension de grille à la conduction,  $V_{GON}$ .

Cette tension est définie par la valeur maximale tolérée au  $R_{ON}$  pour  $V_I^-$ . En effet, pour un signal d'entrée à sa valeur négative maximale, non seulement le "recul" de grille  $V_{GS} - V_T$  est minimal, mais l'effet substrat est maximal puisque  $V_{BS}$  est maximal.

On devra donc observer :

$$V_{G\text{ OFF}} < V_I^- - V_T(V_{BS})$$

$V_{G\text{ OFF}}$  étant d'autant plus négatif que le  $R_{ON}$  souhaité pour  $V_I^-$  est faible. En tout état de cause, la valeur de  $V_{G\text{ OFF}}$  ne devra pas entraîner la conduction de la diode Zener de protection D3 ce qui peut se traduire par une relation :

$$|V_{G\text{ OFF}}| + V_B < V_{ZD3}$$

Fonctionnement dynamique du MOS commutateur.

Autre élément parasite qui joue sur le fonctionnement dynamique du MOS commutateur : les capacités de structure. Avant de proposer des schémas équivalents de commutation pour  $V_I$  et  $V_G$  (planche 7) il faut bien noter que, à la différence des éléments bipolaires, les transistors MOS ne stockent pas de charges et que le temps de création du canal est, en lui-même quasi-instantané (conduction par porteurs majoritaires). Des notions telles que "temps de stockage" ou "temps de recouvrement" ne sont donc pas

Planche 7

... / ...

applicables à un transistor MOS: les seuls éléments qui caractérisent la rapidité sont, en conséquence, des éléments de conduction (résistances) ou de géométrie (capacités), jamais des éléments de charge. Ces éléments diffèrent par leur importance relative selon qu'il s'agit d'une commutation sur  $V_I$  ou sur  $V_G$ :

. Commutation sur  $V_I$

C'est essentiellement la constante de temps introduite par la résistance de source  $R_S$  et les capacités de structure  $C_{GS}$  et  $C_{GB}$  qui limite la rapidité à l'établissement de  $V_I$

. Commutation sur  $V_G$

Deux constantes de temps interviennent pour augmenter le temps de commutation. L'une,  $R_C C_{GB}$  est liée à l'impédance de sortie du générateur de signaux de commande (ce phénomène sera sensible par exemple, dans les multiplexeurs MOS à plusieurs voies décodées dans lequel le décodeur inté-gré commande la grille sous une impédance assez élevée).

La seconde constante de temps est introduite par  $C_{GD}$  et la résistance de charge  $R_L$ : elle devient donc prépondérante dans les applications où la commande s'effectue à basse impédance.

Quelques technologies récentes appliquées au MOS commutateur

Quelles sont les possibilités offertes par les technologies MOS récentes pour éliminer ou minimiser l'influence des éléments parasites ? L'analyse rapide de deux technologies récentes, et assez exemplaires, permettra de répondre à cette question. Il s'agit de

- La technologie "grille Silicium" (Si gate)
- L'utilisation de MOS complémentaires (C/MOS)

Planche 8

Le principe et les avantages de leur utilisation dans les circuits commutateurs sont illustrés sur la planche 8.

- La technologie "grille silicium": l'utilisation d'une grille "réfractaire" permet de réduire la zone de recouvrement des diffusions de source et de drain par le métal de grille. Ces recouvrements, qui peuvent parfois être assez importants dans les technologies moins récentes, résultent de la composition des tolérances sur les 2 masques nécessaires et entraînent la création de capacités ( $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ ) de valeurs non négligeables.

Le procédé "grille silicium" consiste à utiliser comme métal de grille un matériau dans lequel la diffusion de dopant nécessaire à la réalisation de la source et du drain n'est pas gênante.

Cette diffusion est alors effectuée, la grille réfractaire servant directement de masque. Il n'y a plus de problèmes d'alignement ou de compositions de tolérances et, conséquences pratiques, les capacités parasites

$C_{GS}$  et  $C_{GD}$  se trouvent pratiquement éliminées; les circuits ainsi réalisés verront leur rapidité augmenter ainsi que leur densité d'intégration (élimination des gardes à la gravure). Les avantages de cette technologie appliquée au MOS commutateur découlent du simple examen des schémas équivalents au MOS :

- Elimination des tensions de départ
- Temps de commutation réduits sur  $V_I$  et/ou  $V_G$

- Les MOS Complémentaires

L'intérêt de cette technologie appliquée aux commutateurs MOS s'explique aisément si l'on observe les courbes traçant les relations :

$$R_{ON} = f(V_{GS} - V_T)$$

pour des MOS à canal N et des MOS à canal P. Les évolutions du  $R_{ON}$  se faisant en sens inverse l'une de l'autre pour chacun des canaux, la disposition en parallèle d'un NMOS et d'un PMOS conduira nécessairement à une variation de  $R_{ON}$  ( $\Delta R_{ON} = f(V_T)$ ) beaucoup plus réduite que dans une technique monocanal.

On note également que le  $R_{ON}$  composite prend une valeur maximale dans une valeur moyenne de  $V_I$  ( $V_I \approx 0$ ) au contraire des technologies monocanal où le  $R_{ON}$  prend une valeur maximale pour  $V_I^-$  (canal P) ou  $V_I^+$  (canal N).

Conséquence importante : l'excursion du signal d'entrée pourra être augmentée de façon significative, jusqu'aux tensions d'alimentations des substrats N et P, l'un étant alors totalement bloqué et l'autre dans la région de  $R_{ON}$  minimum.

Pour une technologie C/MOS grille aluminium (quoique la grille silicium soit utilisable), les capacités de recouvrement subsistent pour chacun des 2 MOS disposés en parallèle mais leur effet est presque totalement éliminé vers la sortie puisque les tensions de commande sont sensiblement identiques en valeur mais en opposition de phase.

Là également, on remarque un accroissement de la rapidité et une réduction de la tension de départ. Ces améliorations iront de pair avec une distorsion réduite, même sur charge faible.

En conclusion de cette première partie...

De nombreux commutateurs sont actuellement proposés, réalisés dans diverses technologies, le circuit présenté sur la planche 9 est un exemple de ces circuits. Sa technologie est classique et bien éprouvée, le coût d'une voie commutée faible et son fonctionnement comme sa mise en oeuvre, des plus simples. Le SFF 160 de THOMSON-CSF SESCOSEM commute une voie en sortie, parmi 3 en entrée, sous l'action d'une commande digitale TTL 3 bits ( $2^3 = 8$ ) avec une commande d'inhibition générale (OE : output enable).

Planche 9

... / ...

Le dispositif assure la commutation de signaux dont l'amplitude est comprise entre + 5 et - 5 V et, dans le cas le plus défavorable ( $V_I = - 5$  V) la valeur maximale garantie pour le  $R_{ON}$  est de 600  $\Omega$ . Une valeur typique de 250  $\Omega$  est également mentionnée sur la feuille de caractérisation.

Les utilisations de ce genre de circuits sont innombrables, surtout si l'on essaie de sortir des applications type :

- Centralisation de mesures
- Scrutation de données

Les applications de ce commutateur MOS feront l'objet de la seconde partie de cet exposé.

## DEUXIEME PARTIE

 QUELQUES APPLICATIONS D'UN  
 COMMUTATEUR MOS 8 VOIES A  
 COMMANDE DIGITALE DECODEE.

Il n'est pas possible de traiter des applications des commutateurs MOS à commande digitale décodée une voie parmi 8 sans évoquer le multiplexage : ce sera le thème des deux premiers montages proposés.

Planche 10Multiplexage en tension

Rien que de bien classique dans ce montage : on remarque cependant que la distorsion est minimale puisque l'impédance d'entrée  $Z_E$  sur l'entrée + de l'amplificateur opérationnel est très élevée. En effet, si  $Z_I$  est l'impédance d'entrée en mode différentiel de l'amplificateur opérationnel et  $\mu$  son gain en boucle ouverte à la fréquence de fonctionnement, il vient :

$$Z_E = \mu Z_I \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gg R_{ON}$$

La rapidité à la commutation de  $V_G$  sera par contre assez réduite. La constante de temps

$$\mu C_{GD} Z_I \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

sera en effet nettement supérieure à la constante de temps propre au décodeur ( $R_G C_{GB}$ ). Une résistance d'une dizaine de kilohms disposée entre l'entrée + et la masse permettra éventuellement de trouver un bon compromis entre la rapidité et le taux de distorsion.

Planche 11Multiplexage en courant

Avec ce montage également se pose le problème de définir un compromis rapidité-distorsion.

Dans cet exemple, la rapidité à la commutation de  $V_G$  est excellente

... / ...

et la seule constante de temps propre  $R_C C_{GD}$  intervient puisque  $R_L$  équivalent est très faible :

$$R_L \text{ équ.} = \frac{R_2 Z_I}{R_2 + Z_I (1 + \mu)}$$

Le problème est différent sur la source puisque la constante de temps  $\theta_I$  à l'établissement de  $V_I$  vérifie la relation

$$\theta_I = R_I (C_{GS} + C_{GB})$$

$R_I$  devant être de valeur suffisante pour que le  $\Delta R_{ON}$  du canal conducteur reste faible devant cette valeur.

Ce montage est en pratique, plus rapide que le précédent, les taux de distorsions restant très acceptables ( $< 0,3\%$ , 1000 Hz,  $\pm 4$  V) pour  $R_I$  supérieur à une dizaine de kilohms.

#### Planche 12

#### Amplificateur non inverseur

Ce montage, comme beaucoup parmi ceux qui suivent, introduit la notion de résistance commutée dans un système analogique. Cette résistance commandera aussi bien un gain qu'une tension en sortie, une fréquence d'oscillation ou une fréquence d'accord etc ... La seule condition à vérifier est toujours une faible valeur de  $R_{ON}$  devant la valeur de la résistance commutée. Dans cet exemple, il vient :

$$R_2 \gg R_{ON}$$

#### Planche 13

#### Amplificateur inverseur

Les mêmes remarques que celles applicables au multiplexage en courant sont valables pour ce montage (rapidité supérieure, entre autre).

Un point particulier : la commande d'inhibition (OE) permet la mise à 0 du signal de sortie.

#### Planche 14

#### Alimentation stabilisée

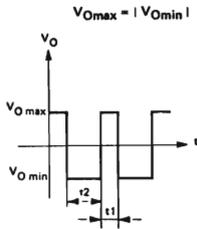
Dans ce montage, la commande digitale en entrée contrôle sur 3 bits la valeur de la tension de sortie  $V_O$ . Le commutateur est disposé en série avec  $R_2$  dont la valeur est, en pratique, presque toujours supérieure à  $R_1$  en raison de la valeur réduite de la tension référence du CI régulateur SFC 2105 (1,8 V). Bien sûr, ceci n'est pas vérifié pour de faibles valeurs ( $< 5$  V) de la tension régulée : on aura alors intérêt à disposer le commutateur en série avec  $R_1$ .

Le transistor de puissance figuré dans le montage permet d'augmenter le débit en sortie.  $R_L$ ,  $R_A$  et  $R_B$  assurent la limitation avec "rabattement" du courant en sortie ("foldback limitation")

Planche 15

Multivibrateur astable

La commande digitale TTL contrôle la fréquence du signal en sortie, un blocage de l'oscillation étant rendu possible par la commande d'inhibition ; le signal observé en sortie est symétrique dans cet exemple. Une dissymétrie est possible en reliant  $R_2$  à une tension  $V_{Ref}$ , auquel cas :



$$t_1 = R_1 C \log_e \left[ \frac{1 + 2 \frac{R_2}{R_3} - \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}}{1 - \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}} \right]$$

$$t_2 = R_1 C \log_e \left[ \frac{1 + 2 \frac{R_2}{R_3} + \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}}{1 + \frac{V_{ref}}{V_{Omax}}} \right]$$

Dans cette relation  $V_{O max}$  symbolise la valeur absolue de l'excursion du signal en sortie de l'amplificateur opérationnel.

Planche 16

Capacité variable

Le dispositif fonctionne en multiplicateur de capacité, le commutateur MOS agissant sur la constante de multiplication  $K_P$  ; le schéma équivalent en entrée de ce montage est indiqué sur la partie droite de la figure.

Planche 17

Commutation "in situ"

L'exemple proposé peut s'appliquer aussi bien à un amplificateur BF perfectionné qu'à toute installation dans laquelle une commutation "audio" est à prévoir (console d'enregistrement par exemple)

Un simple commutateur BCD alimenté en + 5 V aiguille, en continu et sur 3 fils, 8 voies BF vers une sortie commune. Les avantages sont significatifs :

... / ...

- . Simplification du câblage
- . Elimination des inductions secteur et des couplages parasites.
- . Commutateur beaucoup plus simple, donc moins couteux.
- . Longueur quelconque entre la commande et le point de commutation : cette liaison ne nécessitant d'ailleurs qu'un câblage simplifié puisqu'il n'est pas nécessaire d'utiliser des câbles blindés ou coaxiaux.

Planche 18Filtre à commutation

Cette technique de filtrage est assez récente et se situe à mi-chemin des techniques "filtres actifs" maintenant bien établies et des techniques de filtrage numérique dont l'intérêt est grand mais les possibilités d'applications assez limitées.

Aussi bien pour sa simplicité que pour ses performances remarquables (en surtensions et en possibilités d'accord électronique, entre autre) ce principe de filtrage est promis à un bel avenir; l'exemple de la planche 13 illustre un circuit passe-bande de largeur de bande  $\Delta f$  à - 3 dB telle que :

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

et de fréquence  $\delta$  fois inférieure à la fréquence horloge  $f$  qui attaque le compteur 3 bits permettant le balayage séquentiel des capacités. Ce signal de sortie se présente en "marches d'escalier" ce qui entraîne la génération d'harmoniques et explique le fait que ce type de filtre s'accorde aussi bien sur  $\frac{f}{8}$  que sur  $\frac{f}{4}$  ou  $\frac{f}{2}$  etc ...; l'amplitude du signal à l'accord diminue

avec la fréquence croissante. Cet aspect de fréquences d'accord multiples explique le nom de "filtre en peigne" (comb filter) qui lui est parfois donné. Un filtre analogique simple derrière ce filtre à commutation permet d'éliminer les fréquences d'accord parasites et, ce faisant, de reconstituer le signal à sa forme initiale.

Voici quelques éléments pour une bibliographie sommaire sur ce sujet :

- . "Experimental investigation into a commutative filter" Naval Missile Center March 1973 Edité par NTIS (National Technical Information Service) au U.S. Department of Commerce sous la référence AD 756.662 |1|
- . "An alternative approach to the realisation of network transfer functions : the N path filter" de L.E. FRANKS et I.W. SANDBERG in "the Bell system technical journal" september 1960 |2|

... / ...

	Relais	photo coupleur	Diode	Transistor bipolaire.	FET/MOS
$R_{ON}$	■	-	-	+	+
$\Delta R_{ON} = f(V_I)$	+	-	-	-	+
Fonctionnement bidirectionnel	■	-	-	-	■
Niveaux des signaux commutés	■	□	-	□	■
Puissance de commande	-	□	□	□	■
Offset	■	■	-	-	■
Isolément du signal de commande	■	+	-	-	■
Possibilité d'intégration	-	□	+	+	■

■ Très bon pour le paramètre analysé

□ Moyen pour le paramètre analysé

+

- Mauvais pour le paramètre analysé

- . "Digital filters with IC's boost Q without inductors" W.H. HARDEN in Electronics July 24, 1967 [3]
- . "Filtre digital à bande passante étroite" A. FAURE, P. DELESTRE, J. RIPOCHE" Electricité, Electronique moderne" de Septembre 1973 [4] La référence [3] analyse fort bien la mise en oeuvre d'un tel circuit et l'influence des éléments parasites inhérents à la commutation électronique ( $R_{ON}$  des MOS par exemple)

Planche 19Filtre actif passe-bande

Beaucoup plus classique que le précédent, ce montage utilise une structure de Rauch pour synthétiser une fonction de transfert passe-bande de second ordre :

$$\frac{V_O}{V_I} = - \frac{\Delta\omega p}{p^2 + \Delta\omega p + \omega_0^2}$$

Lorsque la fréquence d'accord varie sous l'action du commutateur MOS, le gain à l'accord reste constant ( $V_O = -V_I$ ) et la largeur de bande également.

Planche 20Filtre d'analyse spectrale

Cet exemple propose également la réalisation d'un filtre passe-bande; la structure utilisée ("variable d'état"), si elle nécessite davantage de composants, autorise des performances meilleures que le montage précédent. Deux modes de fonctionnement sont possibles selon l'information appliquée sur un commutateur MOS 2 circuits 2 positions à commande non décodée :

- . Déplacement en fréquence à  $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$  constant ou
- . Déplacement en fréquence à  $\Delta\omega$  constant.

Les applications de ce genre de sous-ensemble iront de l'analyse spectrale à la réception de signaux de télémétrie en passant par les télécommunications à fréquences codées et les essais de vibrations ...

Les quelques exemples proposés n'ont d'autre but que de mettre en lumière les grandes possibilités d'applications des commutateurs MOS et que, **POUR** des fréquences moyennes, leur domaine d'utilisation est aussi vaste que l'imagination du concepteur-circuit.

Jean-François GAZIN

Ingénieur Produits MOS  
THOMSON-CSF SESCOSEM.

	FET	MOS
$R_{ON}$	10 $\Omega$	70 $\Omega$
$\Delta R_{ON} = f(V_T)$	faible	liée à la technologie
Excursion de $V_T$	faible	Grande
Isolément de la grille	Pour une seule polarité de $V_G$	14 10 $\Omega$
Fonctionnement bidirectionnel	Non	Oui
Possibilité d'intégration	hybride ou multichip	LSI monolithique

Planche 2

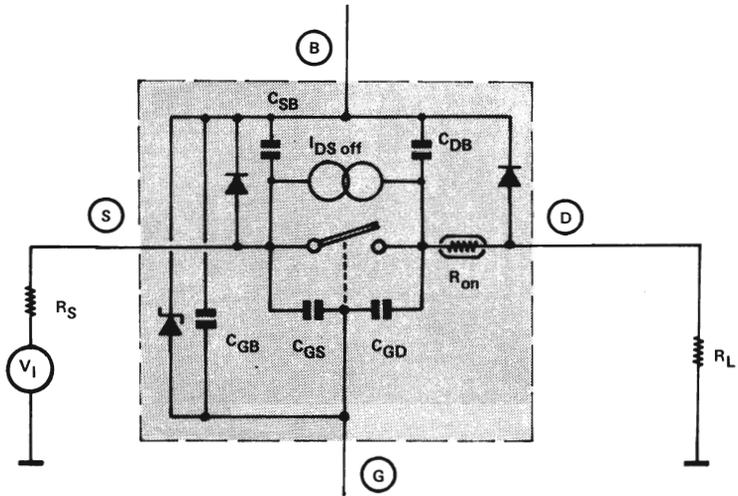
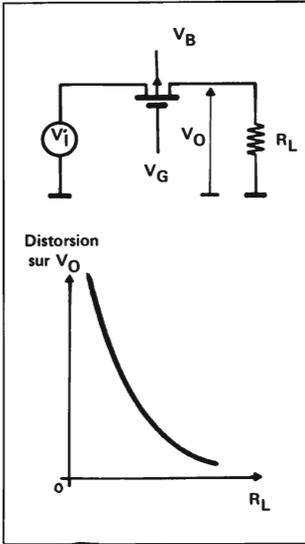
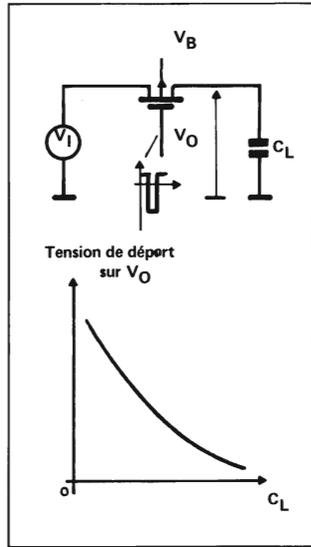


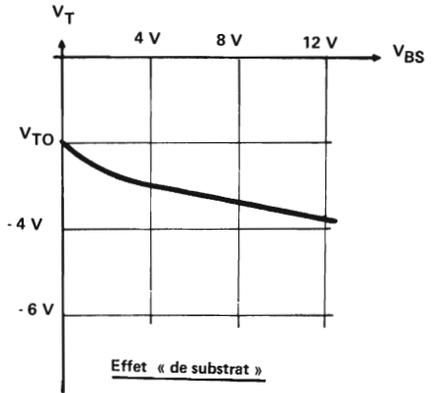
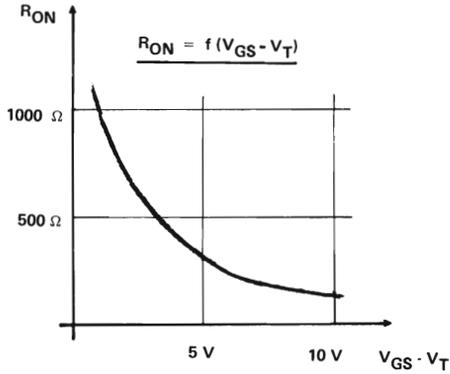
Planche 3

Variation de  $R_{ON}$



Capacités parasites



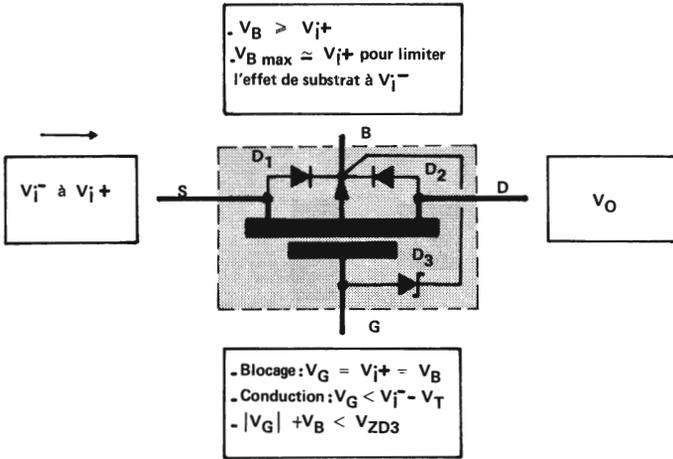


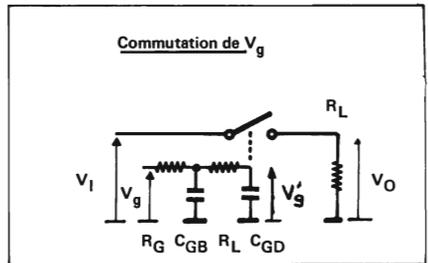
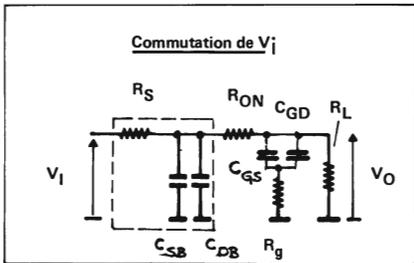
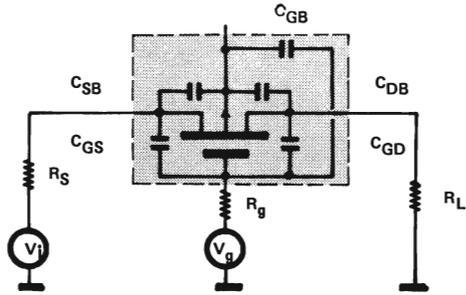
$$R_{ON} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)}$$

$$K = \frac{\mu_p \epsilon}{2e} \cdot \frac{I}{L}$$

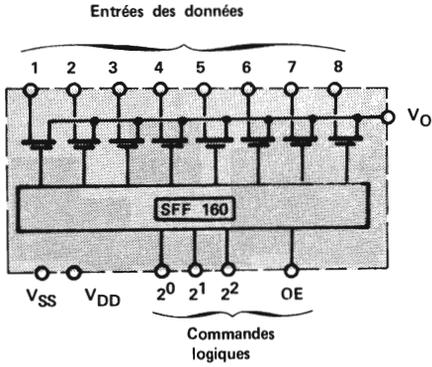
$$V_T = V_{TO} + 0,5 \sqrt{V_{BS}}$$

$$V_{TO} = \xi_0 - \frac{\epsilon Q}{C_{ox}}$$



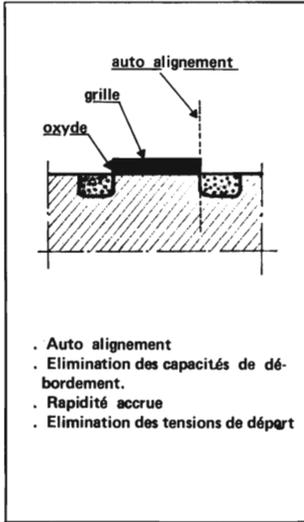


COMMUTATEUR A 8 VOIES DECODEES

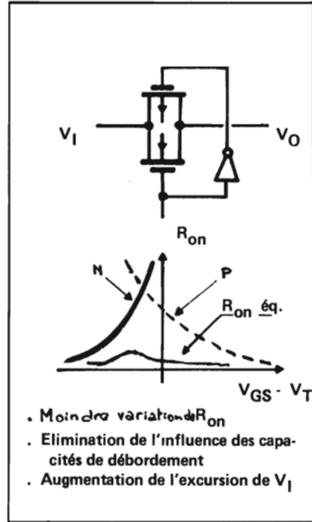


Entrées logiques				Canal
$2^0$	$2^1$	$2^2$	OE	«ON»
0	0	0	1	1
1	0	0	1	2
0	1	0	1	3
1	1	0	1	4
0	0	1	1	5
1	0	1	1	6
0	1	1	1	7
1	1	1	1	8
x	x	x	0	Aucun

Grille silicium



MOS complémentaires



MULTIPLEXAGE EN TENSION

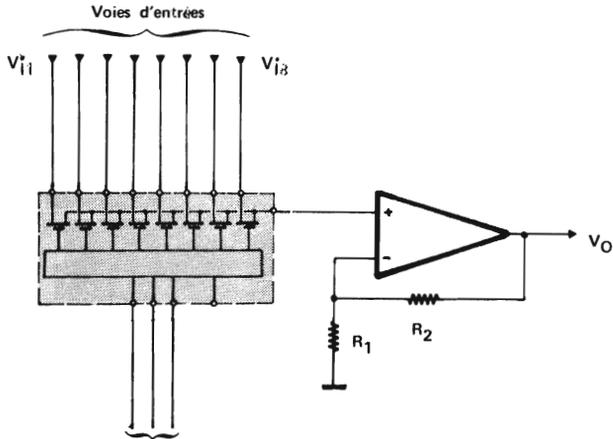
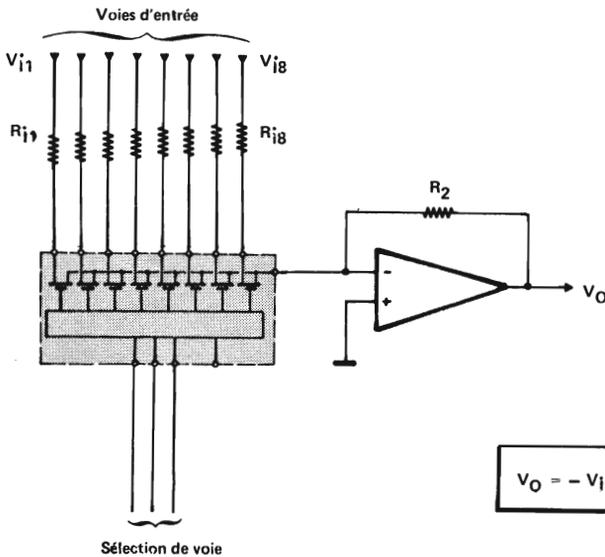


Planche 10

- Compteur 3 bits
- Calculateur etc ...

$$V_O = V_I \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

MULTIPLEXAGE EN COURANT



Sélection de voie

$$V_O = -V_I \frac{R_2}{R_I}$$

Planche 11

$$V_O = V_i \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

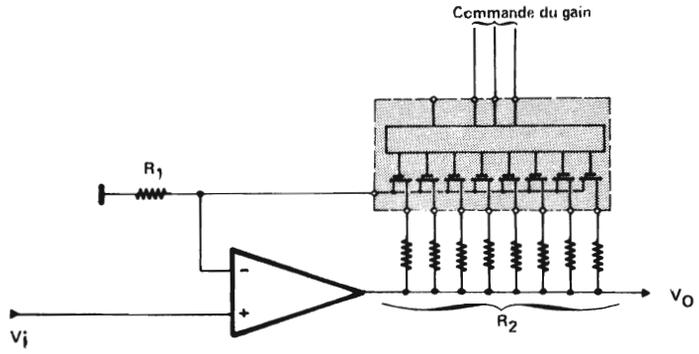
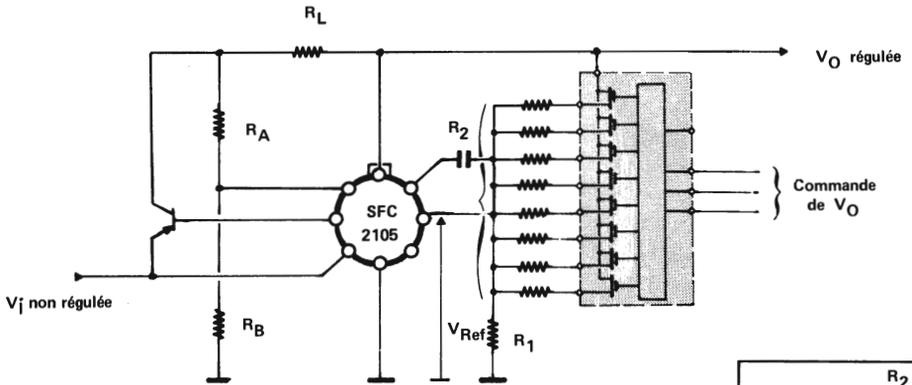
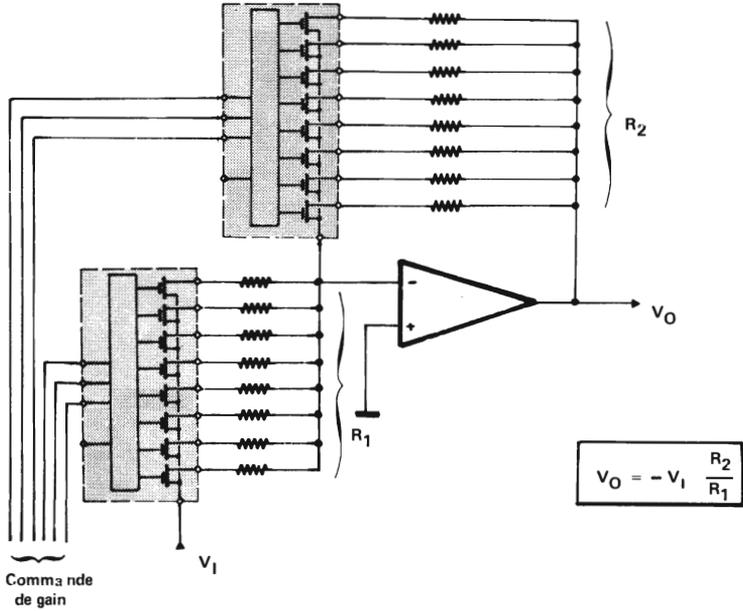
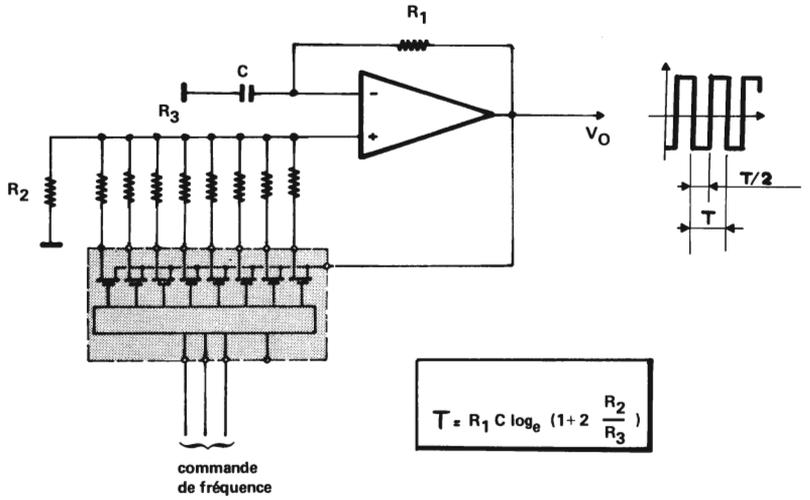


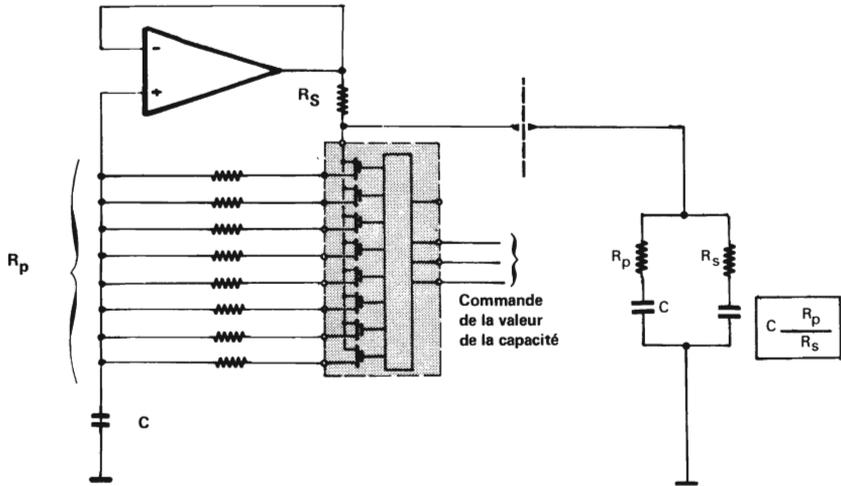
Planche 12



$$V_O = V_{Ref} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$







FILTRE ACTIF PASSE BANDE

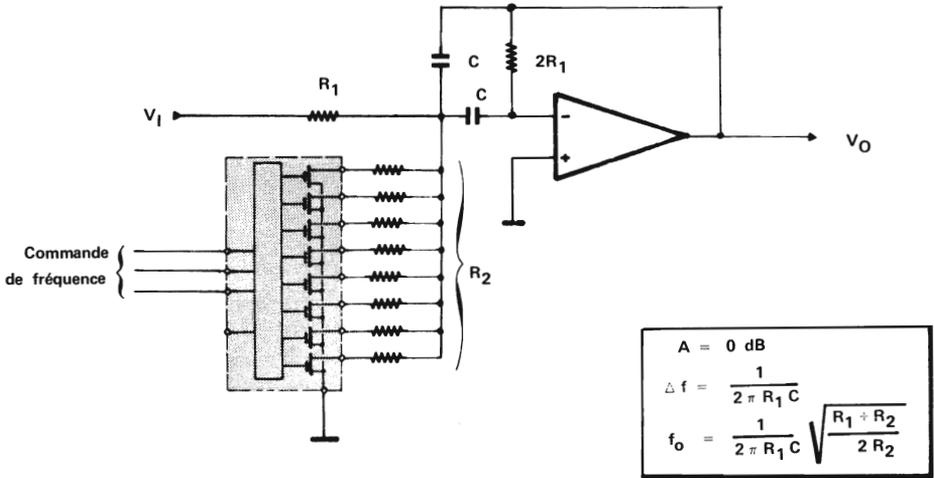


Planche 18

FILTRE A COMMUTATION

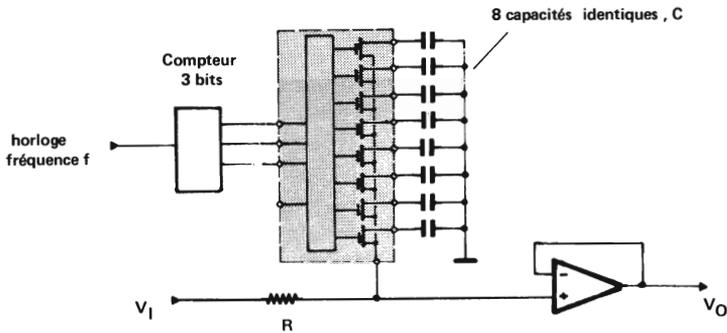


Planche 19

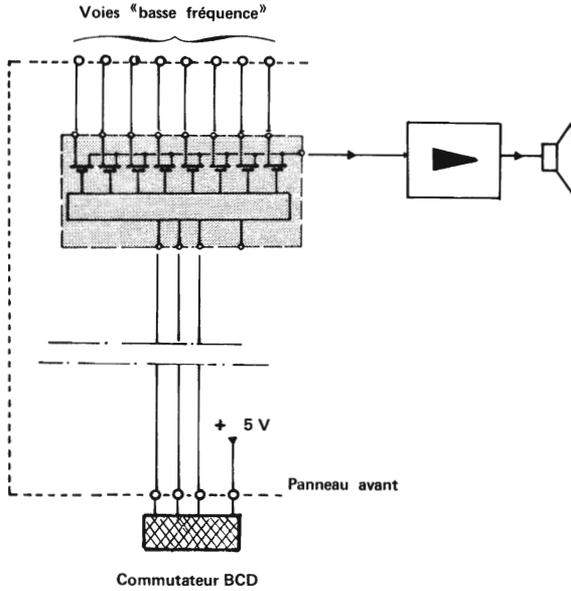


Planche 17

**FILTRE D'ANALYSE SPECTRALE**

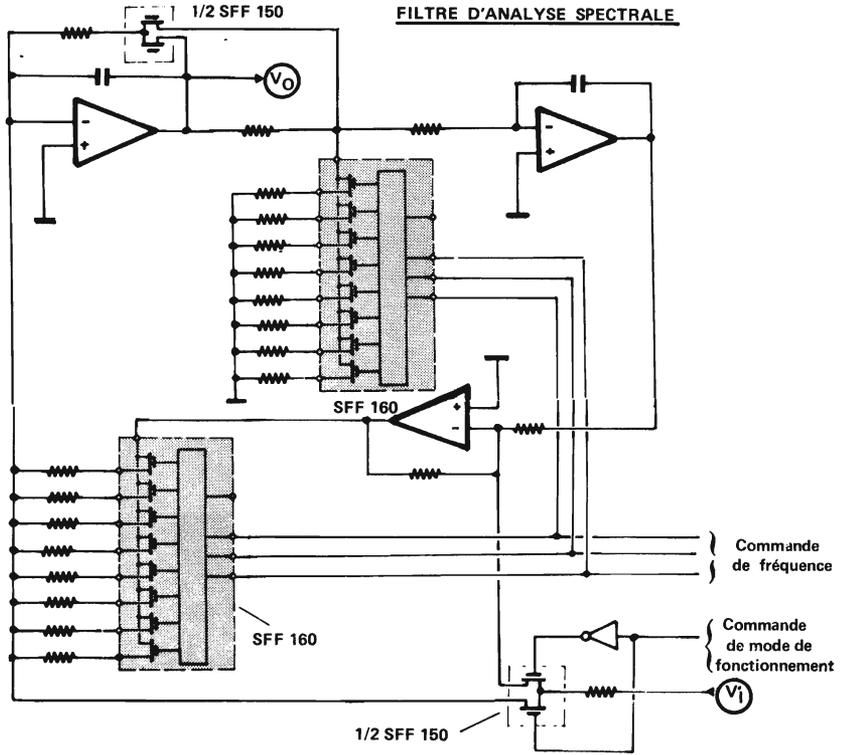


Planche 20