

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION
DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

LES CONFORMATEURS TRIANGLES / SINUSOIDES

Le cœur de tout générateur de fonctions est toujours un oscillateur où s'élaborent, simultanément, des triangles et des rectangles. Nous en avons, d'ailleurs, analysé un exemple dans un précédent article de cette rubrique (*Le Haut-Parleur*, n° 1747).

Dans ce type de générateur, la troisième forme d'onde fondamentale, la sinusoïde, dérive des triangles par leur mise en forme. Nous nous proposons, ici, d'expliquer le mécanisme de cette transformation, d'abord à l'aide de transistors à effet de champ, ensuite et surtout à partir de circuits à diodes, capables de performances nettement meilleures.

UTILISATION DE TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Simplifiée à l'extrême, la structure d'un transistor à effet de champ à jonction (JFET = junction field effect transistor) peut se réduire au dessin de la figure 1, relatif au cas d'un modèle à canal N. La couche de semi-conducteur N constitue, entre le substrat P et l'électrode de commande (grille ou « gate » G), le canal par lequel transite le flux d'électrons passant de la source S au drain D : il lui correspond le courant de drain I_D , dont le sens traditionnel va du drain à la source.

A priori, la figure 1 montre que le dispositif est totalement symétrique : drain et source y sont interchangeables. Dans la pratique, des impératifs de rendement (efficacité de la commande par la grille) et la nécessité de minimiser les capacités parasites conduisent à asymétriser la géométrie de la structure, donc à différencier la source du drain. Il n'empêche qu'on peut parfaitement, pour autant que n'intervient ni les problèmes de pente, ni ceux de capacités, intervertir les deux électrodes extrêmes : ceci aura son importance pour l'application que nous allons analyser maintenant.

La figure 2 représente, pour diverses valeurs de la différence de potentiel grille-

source V_{GS} (toujours négative ou nulle), l'allure des caractéristiques de drain, c'est-à-dire des variations du courant I_D en fonction de la tension V_{DS} . Par la suite, nous ne retiendrons que le cas où $V_{GS} = 0$,

en nous limitant, de plus, aux tensions drain-source V_{DS} inférieures à la tension de pinçement V_p . On se trouve alors dans la zone incurvée de la caractéristique, qui précède le palier horizontal I_{DSS} .

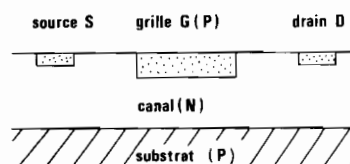


Fig. 1. - Structure d'un transistor à effet de champ à jonction (JFET).

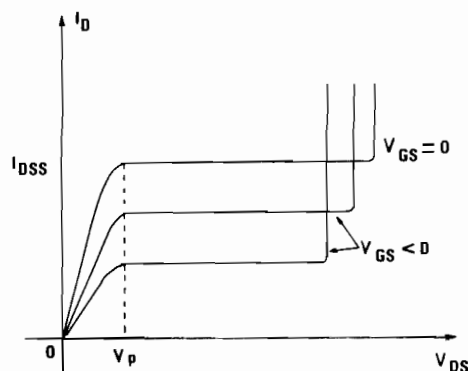


Fig. 2. - Caractéristiques de drain d'un transistor JFET.

LA CONFORMATION SINUS/TRIANGLES

Examinons le diagramme de la figure 3. Dans le premier quadrant, on y reconnaît la caractéristique du FET, supposée construite pour $V_{GS} = 0$. Appliquons alors, entre drain et source, et en lancée positive (drain positif par rapport à la source), la tension en triangle représentée en (1). A chaque point de cette courbe, donc à chaque instant t_1, t_2, t_3 , etc., correspond une intensité du courant de drain I_D . En reportant ces intensités dans le quatrième quadrant, avec la même échelle des temps (inscrite cette fois sur l'axe horizontal du diagramme), on aboutit à la courbe (2), qui représente les variations du courant I_D en fonction du temps.

Le calcul (à partir de l'équation de la caractéristique) et l'expérience montrent que la courbe (2) constitue une assez bonne approximation de sinusoïde, si l'amplitude des triangles conduit bien leur sommet à l'aplomb du point M de la caractéristique. Compte tenu des importantes dispersions généralement rencontrées, un ajustage de cette amplitude s'impose pour minimiser la distorsion, qui ne descendra pourtant guère au-dessous de 2 %.

Le même raisonnement et la même construction graphique s'appliquent aux alternances négatives des triangles, en intervertissant les rôles de la source et du drain dans le transistor à effet de champ. Finalement, pour disposer d'une tension sinusoïdale, il suffit de faire circuler le courant I_D dans une résistance.

Comme il ne peut exister qu'une sortie du conformateur, on adopte généralement le schéma pratique de la figure 4. Il est facile de voir que l'électrode de sortie (toujours la même évidemment) est la

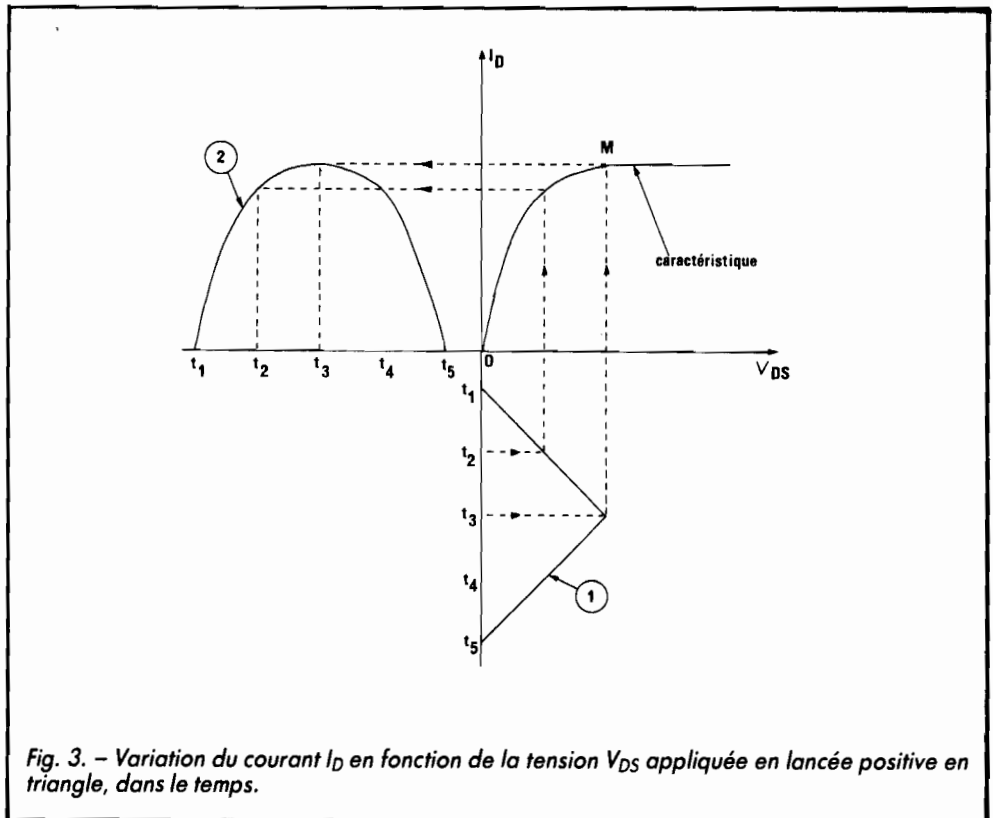


Fig. 3. - Variation du courant I_D en fonction de la tension V_{DS} appliquée en lancée positive en triangle, dans le temps.

source pour les alternances positives, mais devient le drain pour les alternances négatives. C'est ce qui explique la nécessité de deux résistances de charge égales, R_3 et R_4 , et d'une polarisation de la grille par R_1, R_2, D_1 et D_2 . On ne travaille donc plus avec V_{GS} constamment nulle, ce qui complique encore le problème !

La dérivée, par rapport à x , de la fonction y , est la fonction :

$$y' = \frac{d \sin x}{dx} = \cos x$$

qui prend la valeur 1 pour $x = 0$. L'équation de la tangente

à l'origine à la sinusoïde, est alors : $y_T = x$, et le sommet P du triangle qui « coiffe » cette sinusoïde, donc qui lui est tangent aux points O et N, admet pour ordonnée :

$$y_P = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

L'APPROXIMATION POLYGONALE

Dans la figure 5, l'axe des abscisses étant gradué en radians, on porte les tensions en ordonnées. La courbe (1), dans ces conditions, représente la sinusoïde d'équation :

$$y = \sin x$$

dont le sommet A, d'abscisse $x = \pi/2$, a pour ordonnée :

$$y_A = \sin \frac{\pi}{2} = 1$$

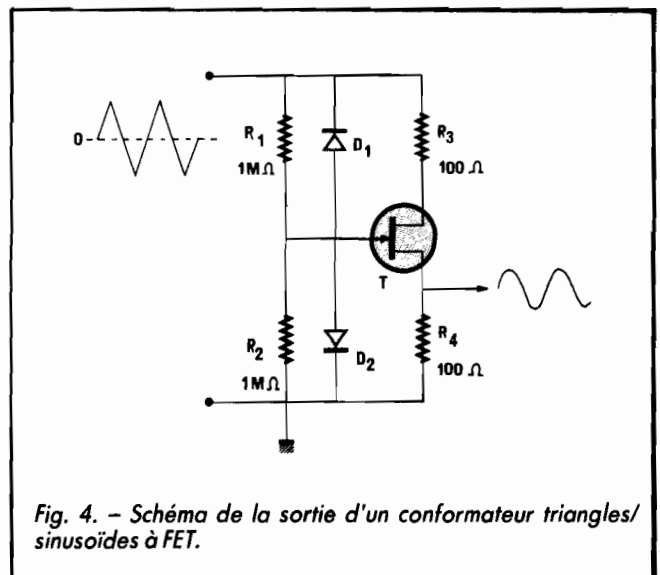


Fig. 4. - Schéma de la sortie d'un conformateur triangles/sinusoïdes à FET.

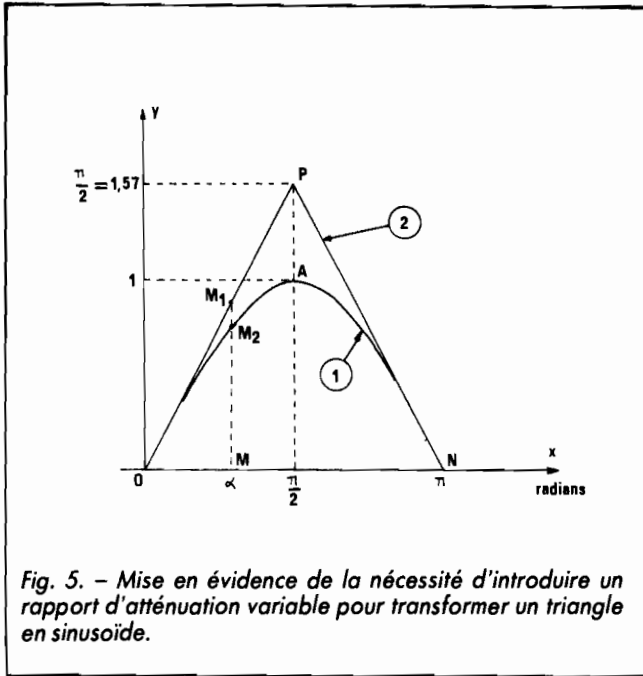


Fig. 5. - Mise en évidence de la nécessité d'introduire un rapport d'atténuation variable pour transformer un triangle en sinusoïde.

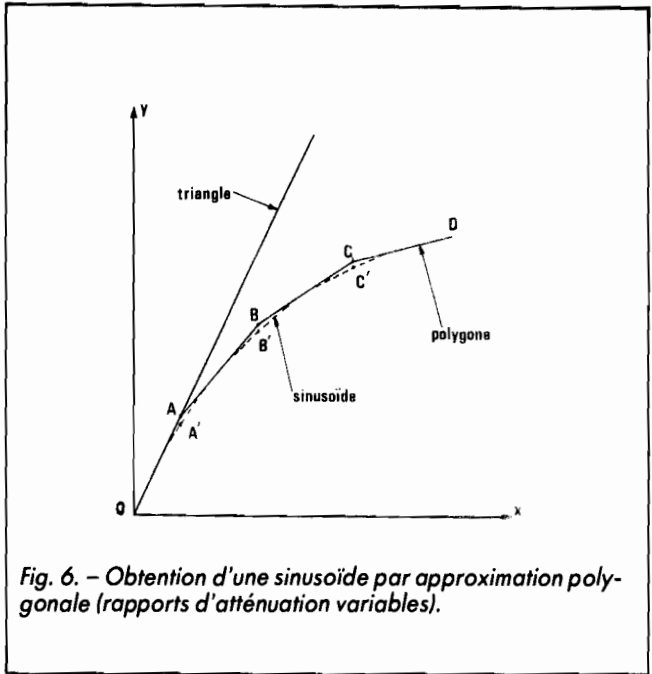


Fig. 6. - Obtention d'une sinusoïde par approximation polygonale (rapports d'atténuation variables).

On voit alors que, pour chaque valeur de l'angle x exprimé en radians, par exemple pour $x = \alpha$, on passe du point M_1 sur le triangle au point M_2 sur la sinusoïde, par une atténuation de rapport :

$$k = \frac{MM_1}{MM_2}$$

Entre 0 et $\pi/2$, le rapport k croît régulièrement de 1 à 1,57. Il décroît ensuite entre $\pi/2$ et π , pour recommencer à croître à la demi-alternance négative, non représentée sur la figure. Le problème de la transformation de triangles en sinusoïdes sera résolu si on parvient à construire un atténuateur à rapport, automatiquement variable avec la valeur instantanée de la tension d'entrée, selon la loi déduite de la figure 5.

Dans la pratique, la variation continue du rapport d'atténuation k n'est guère possible à réaliser. C'est pourquoi on la remplace par une succession de rapports constants k_1, k_2, k_3, \dots aisément accessibles à l'aide de diviseurs résistifs. Cette méthode conduit, comme le montre la figure 6, à transformer les triangles en une courbe polygonale, formée de la succession des seg-

ments OA, AB, BC, CD, et ainsi de suite. Le problème se ramène alors à optimiser cette approximation, pour approcher au mieux la sinusoïde idéale, donc minimiser la distorsion.

LES PARAMETRES DU CHOIX

La distorsion sera d'autant plus faible que les écarts AA', BB'... entre les sommets du polygone et les points corres-

pondants sur la sinusoïde sont eux-mêmes plus réduits. A l'évidence, on y parviendra d'abord en multipliant le nombre de points de cassure, c'est-à-dire le nombre de segments. Un calcul que nous ne développerons pas, en raison de sa longueur et de son caractère fastidieux, montre qu'on peut obtenir :

- Avec 4 points de cassure intermédiaires, entre l'origine et le sommet de la sinusoïde, une distorsion totale inférieure à 0,6 %.
- Avec 6 points de cassure intermédiaires, une distorsion

inférieure à 0,3 %. Dans la plupart des générateurs de fonctions exploitant cette technique, c'est la première solution (4 points de cassure) qui est retenue, comme un compromis satisfaisant entre la complexité et le coût d'une part, et la qualité du signal d'autre part.

Naturellement, une fois le nombre de points de cassure choisi, il reste à déterminer deux autres paramètres :

- les angles α où doivent se situer les transitions,
- les rapports d'atténuation k correspondant à chaque segment.

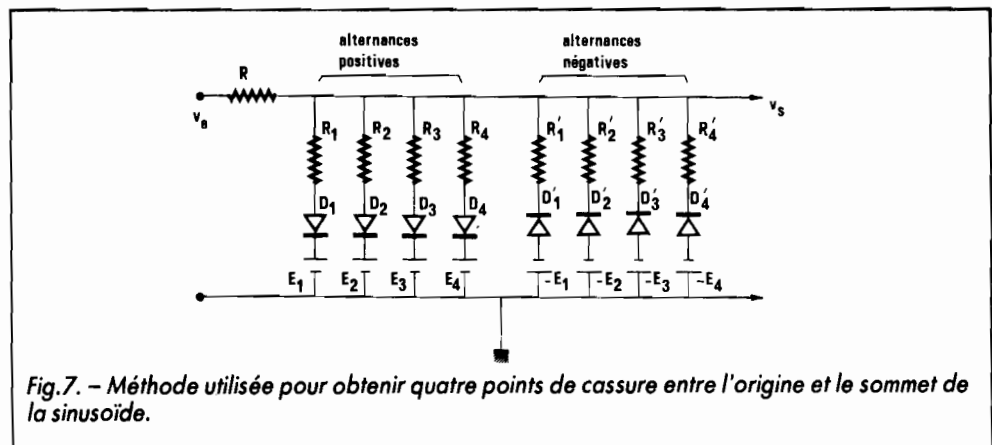


Fig. 7. - Méthode utilisée pour obtenir quatre points de cassure entre l'origine et le sommet de la sinusoïde.

LA SOLUTION PRATIQUE DU PROBLEME

Le schéma de la figure 7 illustre la méthode utilisée. Nous y supposons toutes les diodes parfaites, c'est-à-dire assimilables à des interrupteurs ouverts en polarisation inverse, et à des interrupteurs fermés en polarisation directe. Cette dernière hypothèse fait abstraction de la tension de seuil, dont il faudra tenir compte dans les calculs définitifs. Enfin, E_1, E_2, E_3 et E_4 , ainsi que leurs symétriques (pôles positifs réunis à la masse), sont des sources de tensions continues, supposées dénuées de résistance interne, avec $E_4 > E_3 > E_2 > E_1$.

On applique, sur l'entrée du réseau, la tension triangulaire v_e , centrée sur le potentiel de la masse, et qui évolue entre $-V_e$ et $+V_e$. Considérons, pour commencer, l'alternance positive de ce signal : toutes les diodes D'_1 à D'_4 , polarisées en inverse, sont alors bloquées, et nous n'avons pas à tenir compte de la deuxième partie du réseau (R'_1 à R'_4). Dans la première partie :

- Tant que v_e reste inférieure à E_1 , l'ensemble des diodes D_1 à D_4 reste polarisé en inverse. Tout se passe comme si aucune des résistances R_1 à R_4 n'existait. Le signal, à travers R , est intégralement transmis vers la sortie : c'est le segment OA de la figure 6.

- Si v_e dépasse E_1 , mais reste inférieure à E_2 , donc aux autres tensions continues, seule D_1 conduit. Le signal v_e est alors atténué dans le rapport :

$$k = \frac{R + R_1}{R_1}$$

Ce qui conduit au segment AB de la figure 6.

- pour v_e compris entre E_2 et E_3 , le réseau atténuateur fait intervenir R , et R_1 et R_2 en parallèle, donnant le segment BC de la figure 6, et ainsi de suite.

Le même raisonnement, appliqué à la deuxième section de la figure 7, explique la mise

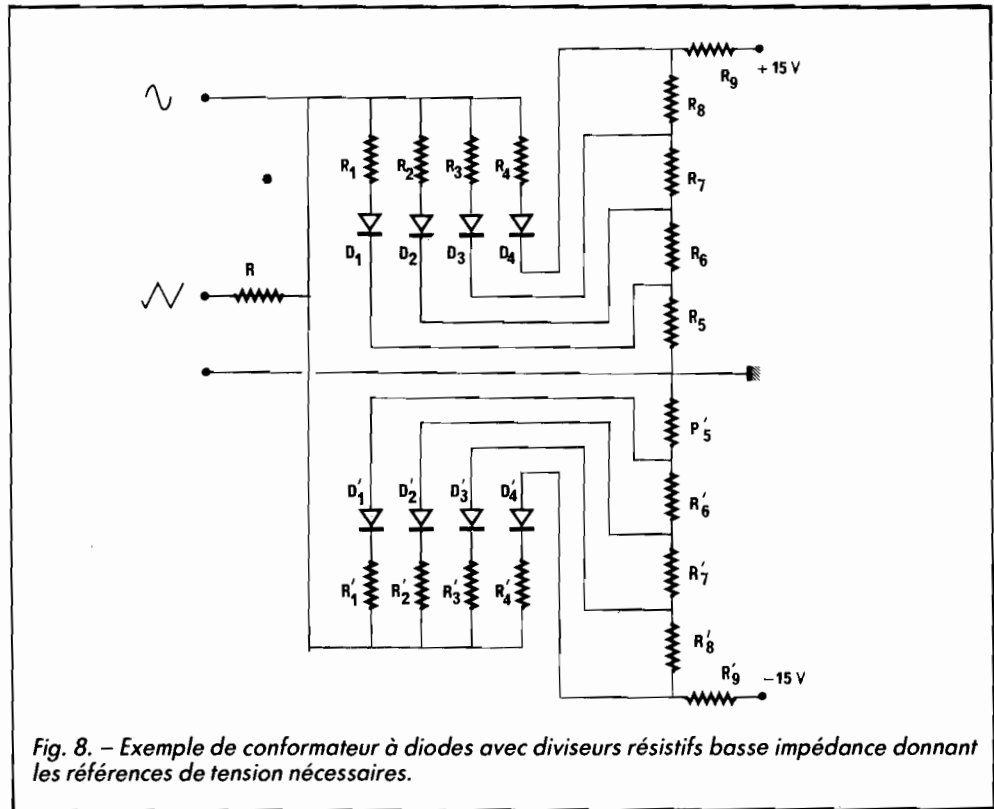


Fig. 8. - Exemple de convertisseur à diodes avec diviseurs résistifs basse impédance donnant les références de tension nécessaires.

en forme des alternances négatives du signal.

Toujours pour épargner au lecteur des calculs longs et ennuyeux, passons directement aux résultats. Nous adopterons, avec les quatre points de cassure, cinq intervalles égaux sur un quart de période. Chaque intervalle correspond alors à 18° ou $0,314$ radian. Si on note, comme précédemment, V_e l'amplitude des triangles, et R la résistance placée à l'entrée du réseau, le tableau ci-joint donne les valeurs des diverses tensions de référence en fonction de V_e , et celles des résistances en fonction de R .

α (degrés)	α (radians)	Tensions de référence	Résistances du diviseur
18	0,314	$E_1 = 0,255 V_e$	$R_1 = R'_1 = 9,25 R$
36	0,628	$E_2 = 0,374 V_e$	$R_2 = R'_2 = 3,45 R$
54	0,942	$E_3 = 0,547 V_e$	$R_3 = R'_3 = 1,61 R$
72	1,256	$E_4 = 0,637 V_e$	$R_4 = R'_4 = 0,24 R$

SCHEMA D'UN CONVERTISSEUR

La figure 8, application directe des résultats précédents, montre un exemple pratique de convertisseur à diodes. Les tensions de référence E_1 à E_4 et $-E_1$ à $-E_4$ y sont elles-mêmes déterminées par des diviseurs résistifs à basse impédance, pour obtenir des références de tension quasi parfaites.

On doit tenir compte, aussi, de la tension de seuil des diodes, soit $0,6 V$ environ pour

des modèles au silicium (ici, des 1N4148 ou 1N914). Il faut abaisser d'autant les tensions de référence. Pour notre exemple, nous avons pris V_e à $10 V$ (triangles de $20 V$ crête à crête) et $R = 100 k\Omega$. Les valeurs des autres composants deviennent alors :

- $R_1 = R'_1 = 925 k\Omega$
- $R_2 = R'_2 = 345 k\Omega$
- $R_3 = R'_3 = 161 k\Omega$
- $R_4 = R'_4 = 24 k\Omega$
- $R_5 = R'_5 = 100 \Omega$
- $R_6 = R'_6 = 61 \Omega$
- $R_7 = R'_7 = 89 \Omega$
- $R_8 = R'_8 = 46 \Omega$
- $R_9 = R'_9 = 473 \Omega$

Il est évident que, dans la pratique, on essaiera de se rapprocher de valeurs normalisées, chaque fois que la différence est négligeable : $910 k\Omega$ pour R_1 , 47Ω pour R_8 , 470Ω pour R_9 ...

Avec le montage décrit, la sinusoïde obtenue offre une amplitude de $10 : 1,57 = 6,37 V$. Il est évidemment possible de lui faire subir une amplification ultérieure...

R. RATEAU