

6<sup>F</sup>,50

SUISSE : 5 FS  
ITALIE : 1000 Lires  
ALGERIE : 6,5 Dinars  
TUNISIE : 850 Mil.  
BELGIQUE : 65 FS

# LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

radio.TV.son  
ELECTRONIQUE

## Dans ce numéro

- A propos du Super Color GRUNDIG: Etages FI vision et vidéo.
- Le tuner amplificateur YAMAHA CR 510 LS.
- Le Vidéodisque Thomson.
- Réalisez cet amplificateur stéréophonique modulaire.
- Réalisez un générateur de fonctions BF: le TBF 1038.
- Economisez votre essence avec ce mesureur de consommation de carburant.
- Un variateur de vitesse en kit: le Variorel.
- Un amplificateur d'écoute téléphonique.
- Deux minuteriers d'escalier à mémoire de durée.
- Un temporisateur pour développement photo: le Lightmaster Super.
- La chaîne Ferguson 3460.
- L'écho sondeur et le sonar.
- Le récepteur XCR30 BARLOW-WADLEY
- Etc...

Voir sommaire détaillé page 150.

516 PAGES

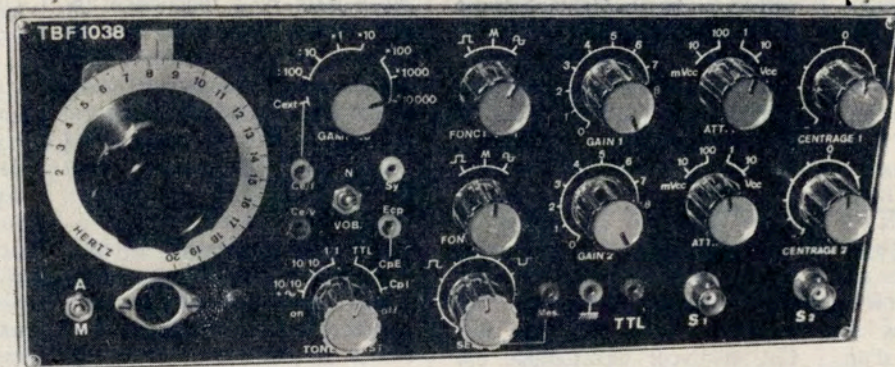


KITS COMPLETS  
AMPLIS  
ENCEINTES

En démonstration  
voir page 178

# CONSTRUISONS NOS APPAREILS DE MESURE

## Un générateur de fonctions B.F.



## le TBF 1038

DANS le travail quotidien du praticien de l'électronique ou même de l'amateur, il ne se passe pas de jour où l'on n'ait besoin d'une forme d'onde bien définie. Que ce soit dans le domaine de la reproduction sonore (et chacun sait combien l'audio-visuel nous envahit de plus en plus !), de la télévision, ou d'applications moins Grand Public, telles que la radio-commande, les montages à circuits logiques, la mesure... la disposition d'un signal bien défini, de caractéristiques précises, est un atout certain.

Le TBF1038 prétend répondre à cette demande, dans le domaine de la basse fréquence et même de la très basse fréquence (BF et TBF).

Voyons rapidement l'étendue de ses possibilités :

### I. CARACTÉRISTIQUES DU TBF1038

#### 4 fonctions :

- **Sinusoïde** : taux de distorsion ajustable de 0,5 % ( $\geq 1$  % sur la dernière gamme).
- **Triangle** : linéarité de l'ordre de 0,1 %.
- **Carrés** : temps de montée et descente de l'ordre de 150 ns.

#### 7 gammes :

- de 0,02 Hz à 200 kHz, par décades.
- Graduation linéaire unique pour toutes les gammes.
- Précision : 1 %.
- Stabilité : 0,1 %.

#### 2 amplificateurs de sortie indépendants :

- 10 Vcc max. avec atténuation de 10 en 10 et vernier de gain.
- Décentrage (offset) du signal

possible du tout positif au tout négatif.

— Commutation des entrées sur les trois formes d'onde.

**Vobulation linéaire** sur les quatre fonctions et toutes les gammes, avec sortie d'un top de synchronisation pour l'oscilloscope.

**Signaux TTL** disponibles sur sortie indépendante. Fan-out de 8. Rapport cyclique variable progressivement du maximum au minimum (de la fine impulsion positive à la fine impulsion négative, en passant par le signal carré symétrique).

**Comparateur** incorporé, permettant les mesures indirectes de tensions de crêtes positives ou négatives des signaux internes ou externes (max 1 Vcc).

**En sinusoïdal** : générateur de Tone-Burst (salves de sinusoïdes) commutable.

— **Position Off** : sinusoïdes normales.

— **Position On** : trois possibilités : 1 période du signal alternant avec un silence (1/1) ; 10 périodes du signal alternant avec 10 silences (10/10) ; 10 périodes du signal à niveau normal alternant avec 10 périodes au 1/10 de cette amplitude (10/10 +).

Ces régimes permettent des essais très intéressants des amplificateurs Hi-Fi, en régime de transitoires.

Possibilité d'utiliser l'alimentation pour alimenter de petits montages extérieurs ne consommant pas plus de 100 mA et cela en  $\pm 14 \text{ V} \pm 11 \text{ V}$  et +5 V.

#### Caractéristiques mécaniques :

- Dimensions : 290 x 120 x 120 mm.
- Poids : 2000 g.
- Alimentation** : 110/220 V alternatifs. P = 7 W.

Comme on peut le constater, le TBF1038 est un appareil très élaboré, tellement riche en variantes d'utilisation que nous pensons très sincèrement que les lecteurs qui en entreprendront la réalisation, ne le regretteront pas.

Le montage étant de structure essentiellement analogique, une mise au point sera nécessaire en fin de construction. Cela nous changera des montages digitaux, tels les fréquencemètres, pour lesquels les réglages étaient inexistantes. Mais cela nous rappellera aussi que l'électronique ne se résume pas à « l'art de savoir souder » et c'est heureux, car elle y perdrait beaucoup de charme!

Toutefois l'utilisation de nombreux et variés « circuits intégrés », résoud pas mal de difficultés et la réalisation reste facile pour un amateur moyen, alors que le même montage en composants discrets serait bien plus délicat à mener à bon terme.

La disposition d'un oscilloscope est indispensable, on le devine, pour un tel appareil. Celle d'un fréquencemètre-impulsimètre est hautement souhaitable. Mais les amateurs nous ayant suivis depuis le début de cette série d'articles, possèdent sans doute un TFX1 (H.P. N°s 1392, 1396, 1401, 1405). Alors, pour eux, pas de problème! Enfin, l'usage d'un multimètre numérique (ou du moins d'un excellent voltmètre,

électronique de préférence) rendra de grands services. Notre DMM1038 (H.P. N°s 1441, 1446, 1450, 1454) répond évidemment à cette demande.

Mais passons maintenant à l'étude théorique du générateur proposé.

## II. ÉTUDE THÉORIQUE DU TBF1038

### 1. Structure générale (fig. 1)

Le cœur du montage est le générateur de signaux G, bâti autour du circuit intégré, bien connu maintenant : le 8038 de Intersil. Ce circuit fournit simultanément les trois formes d'onde : sinusoïde, triangle et carré. Les deux dernières étant à impédance assez basse sont envoyées directement, via les commutateurs de fonctions, vers les amplificateurs de sortie, où on les retrouve avec une tension maximum de 10 Vcc, atténuable à volonté jusqu'à 1 mVcc et un niveau moyen décalable du positif au négatif. La sinusoïde, par contre, est obtenue à impédance moyenne et il sera nécessaire de la « muscler » par un étage « suiveur de tension », avant de lui faire rejoindre le commutateur de fonctions. Toutefois on remarque que son chemin traverse un inverseur Int. Cet inverseur électronique est commandé par un montage TTL, lui-même piloté par le signal trian-

gulaire, convenablement écrêté par le comparateur de tension. Le découpage du signal sinusoïdal en « salves » est obtenu par cet artifice. Enfin notons la possibilité de commander le générateur G, par un générateur de rampe g, provoquant une modulation linéaire de la fréquence du signal délivré par G.

Nous étudierons maintenant en détail, la composition et le fonctionnement de chacune des parties de la figure 1.

### 2. LE GÉNÉRATEUR G

Le circuit 8038 Intersil

« Un schéma-bloc du 8038 est donné en figure 2 : un condensateur externe C est chargé et déchargé par deux générateurs de courant. Le générateur de courant N° 2 est commuté par un flip-flop tandis que le générateur de courant N° 1 fonctionne en permanence. Supposons que le flip-flop soit dans un état tel que le commutateur soit ouvert : dans ce cas le condensateur est chargé par un courant I. La tension aux bornes de ce condensateur croît donc linéairement avec le temps. Quand cette tension atteint le niveau du comparateur N° 1 (réglé à 2/3 de la tension d'alimentation) le flip-flop est déclenché et change d'état, fermant ainsi le commutateur. Le générateur de courant N° 2 débite normalement un courant 2I, donc le condensateur se

décharge sous un courant I et la tension à ses bornes décroît linéairement avec le temps. Quand elle atteint le niveau du comparateur N° 2 (réglé à 1/3 de la tension d'alimentation), le flip-flop est à nouveau déclenché et revient à son état initial. Un cycle identique recommence alors. A partir de ce circuit de base, il est possible d'obtenir quatre formes de signaux. Si les générateurs de courant sont réglés à I et 2I respectivement, les temps de charge et de décharge sont égaux : un signal en triangle est donc disponible aux bornes du condensateur tandis qu'un signal carré est disponible en sortie du flip-flop. Ces deux formes d'ondes sont disponibles, broches 3 et 9. Cependant, il est possible d'ajuster les générateurs de courant sur une large plage avec deux résistances extérieures. Donc, avec les deux courants réglés à des valeurs différentes de I et 2I, une dent de scie asymétrique apparaît sur la broche 3 et des impulsions sur la broche 9. Le rapport cyclique peut être ajusté de moins de 1 % à plus de 99 % ». Notons que cette possibilité n'est pas exploitée dans le TBF1038, car dans ces conditions, il n'est plus possible de connaître avec précision la fréquence du signal recueilli. « La tension sinusoïdale est créée en appliquant le signal en triangle à un réseau non linéaire (convertisseur triangle-sinusoï-

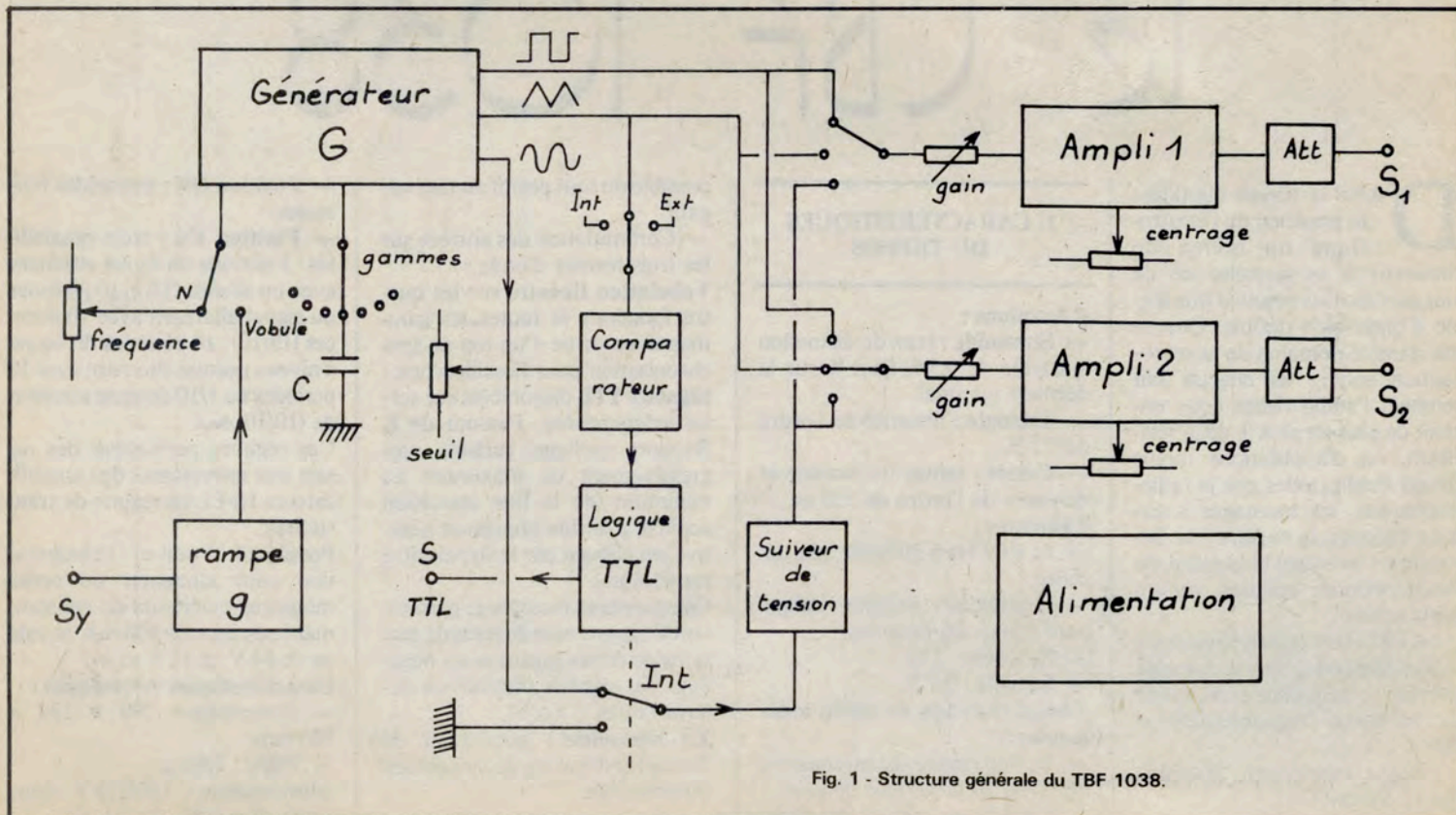


Fig. 1 - Structure générale du TBF 1038.

de). Ce réseau a une impédance série qui décroît lorsque le signal en triangle passe d'un extrême à l'autre. »

Le schéma complet de la figure 3 permet une analyse plus serrée du fonctionnement : « Les générateurs de courant sont formés par les transistors  $Q_1$  à  $Q_{13}$ . Une tension de référence créée par le réseau diviseur  $R_1 R_2$  est disponible broche 7. Cette tension de référence est donc une fraction précise de la tension d'alimentation (réglée à 80 %). Si on ne veut effectuer ni modulation de fréquence, ni vobulation, les broches 7 et 8 sont court-circuitées.  $Q_1$  est monté en émetteur suiveur afin que l'impédance sur la broche 8 soit très élevée. Deux transistors PNP,  $Q_2$  et  $Q_3$  reçoivent sur leur base le signal provenant de l'émetteur de  $Q_1$ . Dans ces conditions, circule dans ces deux transistors, un courant déterminé par la tension de base, d'une part et la valeur des résistances d'émetteur (qui sont externes) d'autre part.

Il faut noter que dans ce circuit, il y a annulation des chutes de tension base-émetteur. La tension

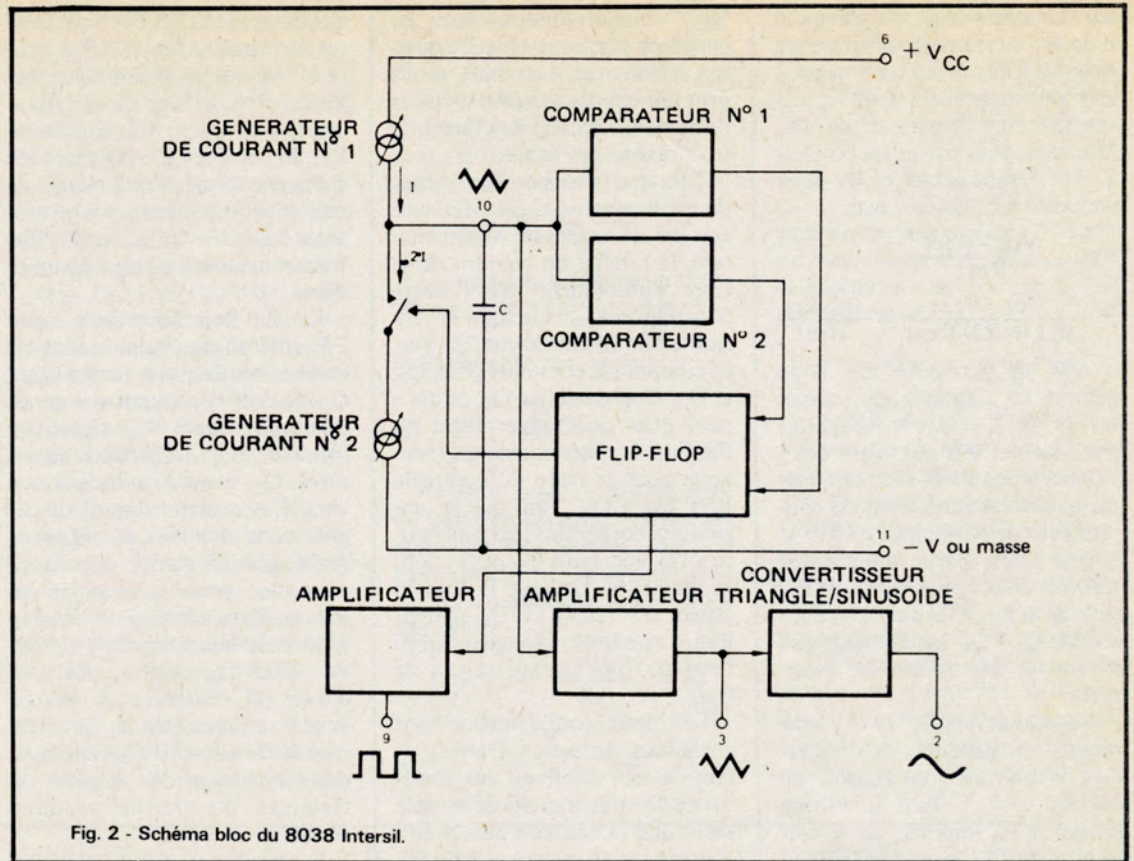


Fig. 2 - Schéma bloc du 8038 Intersil.

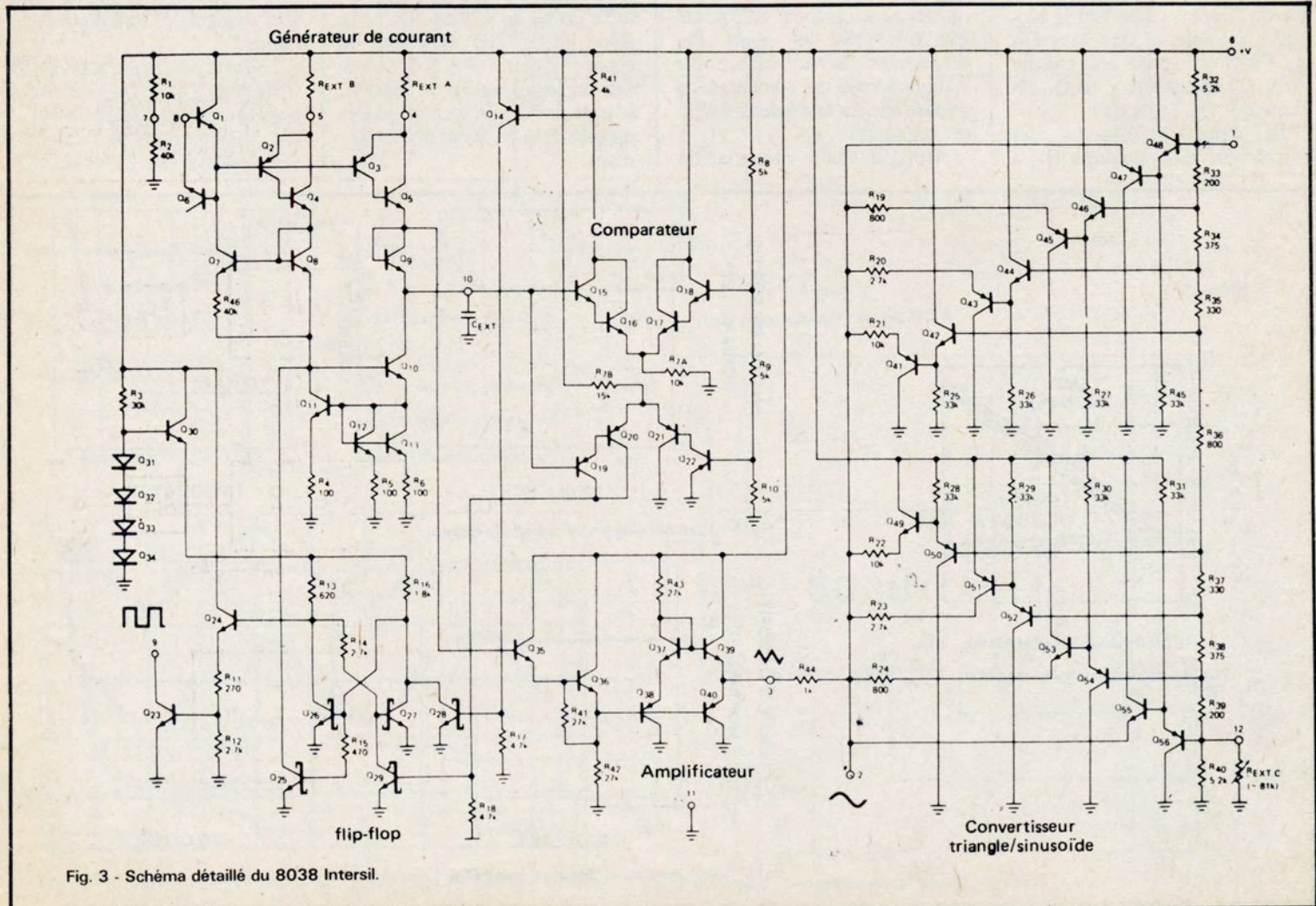


Fig. 3 - Schéma détaillé du 8038 Intersil.

sur l'émetteur de  $Q_1$  est inférieure d'un  $V_{be}$  à la tension de référence mais les tensions sur les broches 4 et 5 sont supérieures d'un  $V_{be}$  à la tension sur l'émetteur de  $Q_1$ . Donc les tensions sur les broches 8, 4 et 5 sont égales et les deux courants sont donnés par :

$$I = \frac{V_{cc} - V_{réf}}{R_{ext}}$$

$$= \frac{R_1 \cdot V_{cc}}{(R_1 + R_2) R_{ext}} = \frac{0,2 V_{cc}}{R_{ext}}$$

Afin de permettre une large gamme de courants, les transistors NPN  $Q_4$  et  $Q_5$  ont été ajoutés pour former des montages équivalents à des PNP. De cette manière, chaque générateur de courant peut délivrer jusqu'à 10 mA.

Une faible partie du courant sert à la polarisation de  $Q_2$  et  $Q_3$ , celle-ci étant effectuée par l'ensemble  $Q_7$  à  $Q_8$ . La diode  $Q_6$  sert à éliminer des transitoires éventuels.

Les transistors  $Q_{10}$  et  $Q_{13}$  sont montés en générateurs de courant Wilson avec un rapport de courant de 2 : 1. Tant qu'aucune tension n'est imposée sur le collecteur de  $Q_{11}$  le courant débité par  $Q_{10}$  sera précisément le double du courant traversant la broche 5. Lorsque le transistor  $Q_{25}$  du flip-flop impose une tension nulle sur le collecteur de  $Q_{11}$ , le transistor  $Q_{10}$  se bloque.

Les deux comparateurs sont formés par les transistors  $Q_{15}$  à

$Q_{22}$ . Chaque comparateur est constitué par un double Darlington différentiel. Les deux seuils proviennent du réseau diviseur de précision  $R_8, R_9, R_{10}$ , formé de trois résistances égales.

Tant que la tension aux bornes du condensateur C est inférieure aux 2/3 de la tension d'alimentation, la totalité du courant de la paire différentielle NPN passe dans  $Q_{17}$  et  $Q_{18}$ . Lorsque la tension atteint précisément 2/3  $V_{cc}$ , ce courant est commuté dans  $Q_{15}$  et  $Q_{16}$ . Ceci débloque  $Q_{14}$  ce qui a pour effet de changer l'état du flip-flop. Le phénomène est identique pour la paire différentielle PNP  $Q_{19}$  à  $Q_{22}$ . Tant que la tension aux bornes de C est supérieure à 1/3  $V_{cc}$ , seuls  $Q_{21}$  et  $Q_{22}$  sont conducteurs. Lorsque la tension atteint 1/3  $V_{cc}$ ,  $Q_{19}$  et  $Q_{20}$  se mettent à conduire, changeant ainsi l'état du flip-flop au travers de  $Q_{29}$ .

Les deux comparateurs sont constitués de paires Darlington afin de leur conférer une impédance d'entrée très élevée de telle sorte que la capacité puisse être chargée ou déchargée par de faibles courants. De plus les comparateurs ne nécessitent un courant que très près des seuils. Par conséquent l'erreur causée par l'adjonction de ces comparateurs en parallèle sur le condensateur C est négligeable.

Afin d'obtenir la vitesse la plus

élevée possible, on évite de saturer les transistors du flip-flop, grâce à l'emploi de diodes Schottky. Le flip-flop de base est constitué par  $Q_{26}$  et  $Q_{27}$  et les résistances  $R_{13}, R_{14}$  et  $R_{16}$ .  $Q_{28}$  et  $Q_{29}$  sont les éléments de déclenchement : ils mettent alternativement à la masse, la base et le collecteur de  $Q_{27}$ , forçant ainsi le flip-flop à changer d'état.

Le flip-flop fonctionne sous 2 V environ, la chute de tension étant effectuée par le réseau  $Q_{30}$  à  $Q_{34}$ .  $Q_{25}$  sert à commuter le générateur de courant N° 2.  $Q_{23}$  et  $Q_{24}$  forment l'étage de sortie du signal carré,  $Q_{23}$  étant à collecteur ouvert. Les caractéristiques du signal sont données en figure 4. Avec une résistance de charge connectée entre la broche 9 et  $V_{cc}$ , le signal carré va de  $V_{cc}$  à la tension de saturation (très voisine de  $-V_{cc}$ ).  $Q_{23}$  étant à collecteur ouvert, la résistance de charge peut être connectée à n'importe quelle tension d'alimentation dans les limites des tensions de claquage du transistor (donc moins de 30 V).

Il faut noter que le flip-flop n'est déclenché que sur l'étage situé à droite du schéma. De cette façon, le flip-flop est obligé de changer d'état avant qu'il puisse agir sur le générateur de courant, évitant ainsi un accrochage ou des problèmes de mauvais déclenchement.

$Q_{35}$  à  $Q_{40}$  constituent l'étage de sortie du signal en triangle. Le signal triangle est pris sur l'émetteur de  $Q_5$ , soit un  $V_{be}$  au-dessus de la tension du condensateur. Un émetteur suiveur Darlington ( $Q_{35}, Q_{36}$ ) est utilisé pour fournir une impédance élevée. Ainsi sur l'émetteur de  $Q_{36}$ , la tension du signal est un  $V_{be}$  en dessous de la tension du condensateur. L'étage de sortie, classe B, formé par  $Q_{39}$  et  $Q_{40}$ , ainsi que  $Q_{37}$  et  $Q_{38}$  qui en assurent la polarisation, augmentent le niveau d'un  $V_{be}$ , de telle sorte que le signal sur la broche 3 a le même potentiel continu et la même amplitude que celui du condensateur. Puisque les seuils de déclenchement sont choisis à 1/3 et 2/3  $V_{cc}$  ; le potentiel moyen du triangle a précisément pour valeur, la moyenne algébrique des tensions d'alimentation et l'amplitude crête-crête est exactement le tiers de la tension d'alimentation. Si le 8038 est alimenté par une alimentation double, ce qui est le cas du TBF1038, ayant des tensions positives et négatives égales en valeur absolue, la valeur moyenne du signal en triangle est de 0 V. Les caractéristiques du signal triangulaire sont données en figure 5.

Le reste du circuit, à savoir les transistors  $Q_{41}$  à  $Q_{56}$ , est utilisé pour la création du signal sinusoïdal. Huit tensions de références sont fournies par le réseau divi-

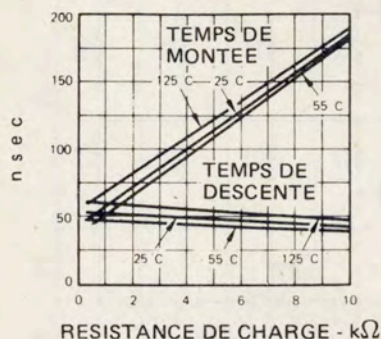


Fig. 4 - Caractéristiques du signal carré.

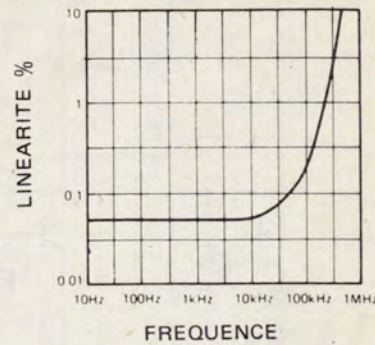
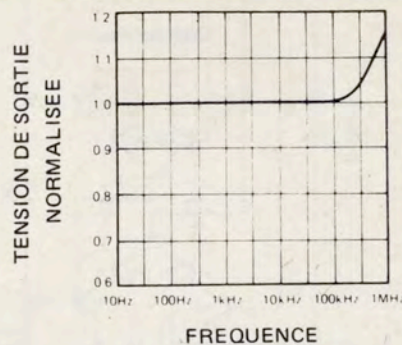


Fig. 5 - Caractéristiques du signal triangulaire.

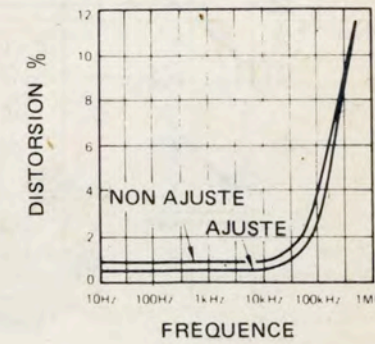
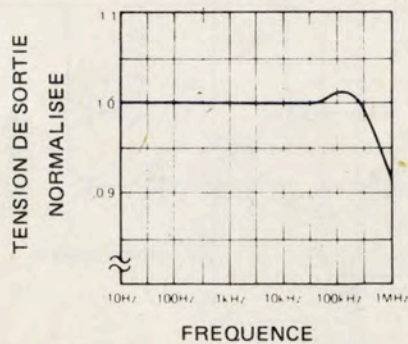


Fig. 6 - Caractéristiques du signal sinusoïdal.

seur  $R_{32}$  à  $R_{40}$ , de façon symétrique autour du point milieu virtuel d'alimentation. Lorsque le signal en triangle arrive au niveau de la première tension de référence, dans le sens positif,  $Q_{41}$  commence à conduire (les tensions base-émetteur d'un NPN et d'un PNP s'annulent respectivement, de telle sorte que la tension de référence apparaît à la fois sur la base de  $Q_{42}$  et l'émetteur de  $Q_{41}$ ). Ainsi, à ce niveau de tension, le signal en triangle est atténué dans le rapport  $R_{44}$  à  $R_{21}$ . Pour des niveaux de tensions supérieurs, des résistances additionnelles et de plus faible valeur deviennent actives. Cet atténuateur non linéaire donne par conséquent une forme sinusoïdale au signal en triangle. Un atténuateur identique (avec des polarités inverses) agit pour la partie négative du signal. Les caractéristiques de la sinusoïde sont données en figure 6.

La figure 7 montre d'une part la relation de phase existant entre les trois signaux et d'autre part le

brochage du 8038 qui se présente pratiquement dans un boîtier dual-in-line 14 broches. »

L'examen des figures 4 à 6 montre que les performances du 8038, donné par Intersil comme montant à 1 MHz, commencent à se dégrader à partir de 100 kHz et même quelque peu avant ! Il n'est donc pas sage de vouloir atteindre 1 MHz. Dans le TBF1038, nous avons volontairement limité la fréquence maximum à 200 kHz. Mais même dans ces conditions les performances sont légèrement moins bonnes en dernière gamme (de 20 à 200 kHz) : il serait malhonnête de le cacher.

« La symétrie de tous les signaux peut être ajustée par les résistances externes. Deux méthodes de montage sont pour cela possibles : figure 8a et figure 8b. En fait, le meilleur résultat est obtenu en gardant les résistances  $R_A$  et  $R_B$  séparées (fig. 8a). » C'est donc le montage retenu pour le TBF1038. « La résistance  $R_A$  contrôle la partie croissante

du signal en triangle, de la sinusoïde et le niveau haut du signal carré. Comme nous l'avons vu plus haut, la tension de référence pour les deux générateurs de courant est  $0,2 V_{CC}$ . Le courant est donc simplement :

$$I_A = \frac{0,2 V_{CC}}{R_A}$$

L'amplitude du signal en triangle est réglé à  $1/3 V_{CC}$ , donc :

$$T_1 = \frac{C \cdot V}{I} = \frac{C \cdot 1/3 V_{CC} \cdot R_A}{0,2 V_{CC}}$$

$$= \frac{5}{3} R_A \cdot C$$

Pendant la partie décroissante du signal en triangle, les deux générateurs de courant sont en fonctionnement : le courant créé par  $R_B$  est doublé et  $I_A$  en est retranché

$$I_B = 2 \times \frac{0,2 V_{CC}}{R_B} - I_A$$

$$= \frac{2}{5} \cdot \frac{V_{CC}}{R_B} - \frac{1}{5} \cdot \frac{V_{CC}}{R_A}$$

et le temps de décroissance du signal en triangle est :

$$T_2 = \frac{C \cdot V}{I} = \frac{C \cdot 1/3 V_{CC}}{\frac{2 V_{CC}}{5 R_B} - \frac{1 V_{CC}}{5 R_A}}$$

$$= \frac{5}{3} \frac{R_A \cdot R_B \cdot C}{2 R_A - R_B}$$

ainsi un rapport cyclique de 50 % est obtenu avec les résistances  $R_A$  et  $R_B$  égales. Dans ce cas, la fréquence obtenue est :

$$F = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{0,3}{R \cdot C}$$

avec  $R = R_A = R_B$

Il est recommandé d'avoir des valeurs de  $R_A$  et  $R_B$  supérieures à  $500 \Omega$  mais supérieures à  $1 M\Omega$ . Une remarque importante pour la mise au point est que la durée de la montée du triangle ne dépend que de  $R_A$ , alors que la descente dépend de  $R_A$  et de  $R_B$ .

« Il faut noter aussi que, ni le temps, ni la fréquence ne dépendent de la tension d'alimentation, bien qu'il ne soit prévu aucune régulation de tension interne. Ceci

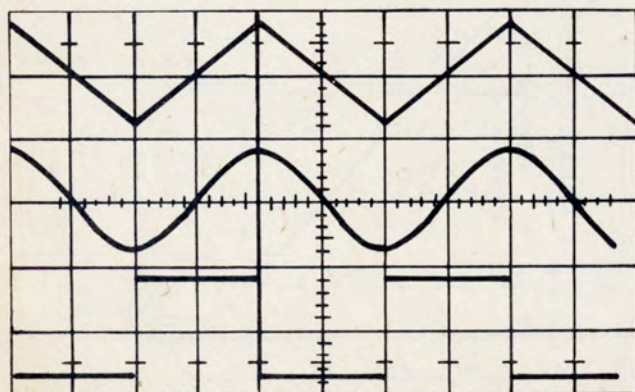
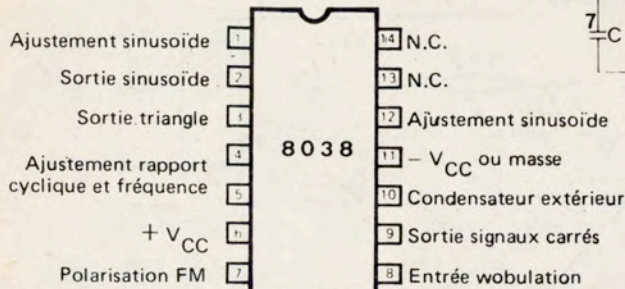


Fig. 7 - Brochage du 8038 et relation de phase entre les signaux obtenus.

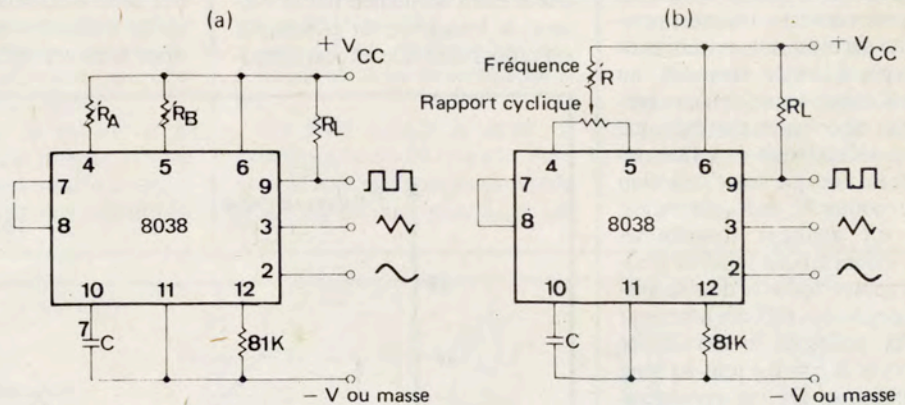


Fig. 8 - Deux montages simples du 8038.

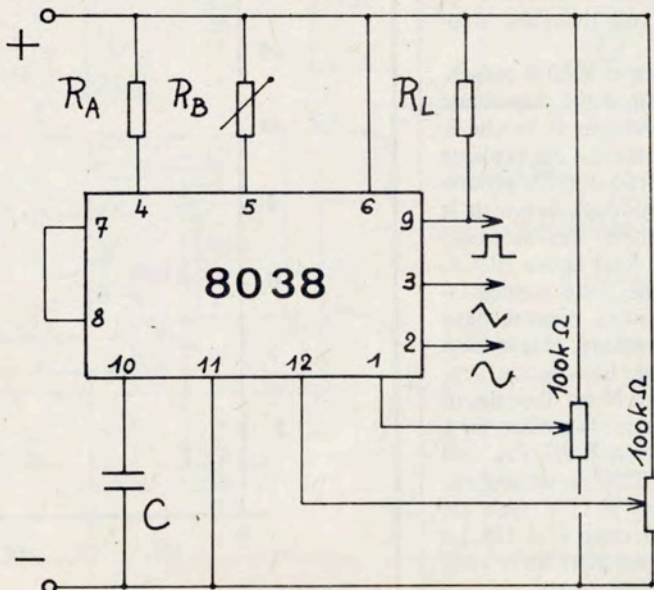


Fig. 9 - Montage pour distorsion minimum.

est dû au fait que, d'une part les seuils et d'autre part les courants dépendent linéairement de la tension d'alimentation et de ce fait son effet s'annule, comme les calculs l'ont montré.

Afin de réduire la distorsion sinusoidale, la résistance de 81 kΩ, entre broches 11 et 12, doit être ajustable. Dans ces conditions, il est possible d'obtenir une distorsion inférieure à 1%. Toutefois, afin de réduire encore ce taux de distorsion il est possible de monter deux potentiomètres de 100 kΩ, comme on le verra sur le schéma définitif de la figure 9. Dans cette configuration, le taux de distorsion est voisin de 0,5%. C'est évidemment cette solution que nous avons retenue pour le TBF 1038.

Une difficulté d'ordre pratique apparaît à l'examen de la formule

$$F = \frac{0,3}{R \cdot C}$$

et on devine que, la fréquence étant inversement proportionnelle à la valeur de R, on va obtenir une graduation non linéaire avec un potentiomètre linéaire : graduation serrée à une extrémité et desserrée à l'autre. Bien sûr, un potentiomètre logarithmique permettrait de corriger, tant bien que mal ce défaut, mais il ne faut pas perdre de vue que notre intention est de monter R<sub>A</sub> et R<sub>B</sub> distinctes, pour un meilleur fonctionnement. Alors il nous faudrait trouver un potentiomètre double, pièce toujours très difficile à trouver et très coûteuse si on désire conserver R<sub>A</sub> = R<sub>B</sub> tout au long de la course. De ces considérations ressort que, faire varier R pour obtenir la couverture de gamme, est une mauvaise solution.

Heureusement le 8038 présente la possibilité d'une commande de la fréquence par la broche 8. En effet comme il a été expliqué plus haut, la fréquence du générateur est une fonction directe de la tension continue appliquée sur cette broche. Voir figure 10. Cependant, dans cette configuration, la fréquence dépend, dans une certaine mesure, de la tension d'alimentation. La solution simple de la figure 10 est donc discutable. Notons que la tension sur 8 peut aller de V<sub>cc</sub> à 2/3 V<sub>cc</sub>, soit de +15 à +22 V, avec une alimentation de ±11 V (soit de 22 V au total entre 6 et 11). La tension en 7 est alors de +18 V environ (80% de 22 V).

Une solution plus élaborée que celle de la figure 10 a été utilisée

dans le TBF1038 : voir figure 11. Un amplificateur opérationnel LM741C est monté en contre-réaction de tension. Il reçoit sur son entrée e<sup>+</sup> la tension de la broche 7, soit +18 V. L'entrée e<sup>-</sup> prend alors en fonctionnement normal le même potentiel. Il existe ainsi aux bornes de la 6,49 kΩ une tension de 22 - 18 = 4 V. Comme le courant traversant cette résistance, traverse aussi la 2,21 kΩ, il se développe aux bornes de cette dernière une tension de

$$\frac{4 \times 2,21}{6,49} = 1,4 \text{ V}$$

environ et la tension de sortie du 741 est de 18 - 1,4 = 16,6 V. Cette tension étant pilotée à la fois par celle de la broche 7 et par la valeur de la tension d'alimentation. Ce montage permet de sauvegarder la stabilité du 8038 et de retrouver les performances données par 7 et 8 court-circuitées. Un potentiomètre bobiné linéaire de 47 kΩ est branché entre +22 V et la sortie du 741. La broche 8 étant alimentée par le curseur, la fréquence du générateur est proportionnelle à l'écart angu-

laire : la graduation en résultant est linéaire.

Une résistance butée R<sub>t</sub> de l'ordre de 3000 Ω est nécessaire pour limiter l'excursion de fréquence à un peu plus de 10, ce qui permet de couvrir, en gamme 4 par exemple, de 20 Hz à 200 Hz, en gamme 5 de 200 Hz à 2000 Hz.

Reste maintenant un gros problème à résoudre : nous voulons une seule graduation pour toutes les gammes et cela avec une précision de l'ordre de 1%. Nous avons songé, un instant à choisir des condensateurs à grande précision d'étalonnage (1% au moins). Mais très rapidement cette solution nous est apparue mauvaise, tant sur le plan financier que sur celui peut-être plus grave encore, de la disponibilité. Il fallait donc pouvoir obtenir les différentes gammes en utilisant des condensateurs grand public, donc à 10 voire 20%. (En fait nous conseillons de prendre les nouveaux condensateurs au polycarbonate de Siemens, à 5%).

Fort heureusement, le choix fait, pour la commande progressive de fréquence par la broche 8, nous laisse maître des valeurs de

R<sub>A</sub> et de R<sub>B</sub>. Il devient donc particulièrement facile d'adapter les valeurs de ces résistances à celle de l'exemplaire du condensateur utilisé :

$$R_A = R_B = \frac{F \cdot C}{0,3}$$

Cela nous conduit évidemment à avoir un couple R<sub>A</sub> R<sub>B</sub> par gamme (calage du haut de la gamme). D'autre part, pour assurer une très bonne concordance avec la graduation, nous avons aussi prévu, un ajustage de la résistance butée R<sub>t</sub> (calage du bas de gamme).

Pour conclure sur ce problème, nous aurons donc :

- une commutation de R<sub>A</sub>.
- une commutation de R<sub>B</sub>.
- une commutation de R<sub>t</sub>.
- une commutation de C.

ce qui sera résolu pratiquement par le choix d'un commutateur à quatre gallettes douze positions (huit utilisées).

Pour rendre l'étalonnage plus facile, chaque résistance à ajuster comprend une partie principale fixe et une faible partie ajustable. Toutes les résistances ajustables sont regroupées sur un circuit imprimé très accessible.

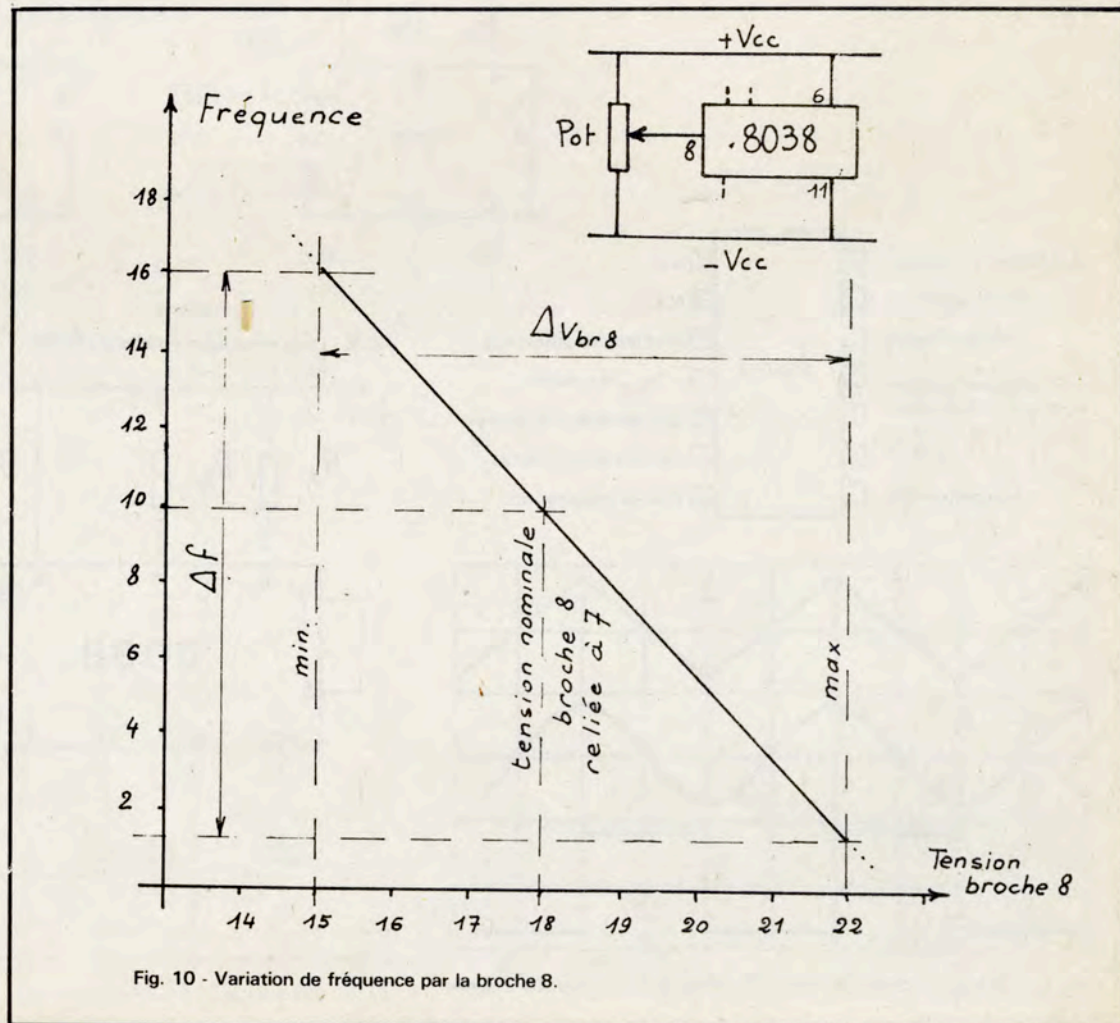


Fig. 10 - Variation de fréquence par la broche 8.

### 3. LE GENERATEUR DE VOBULATION

Vobuler un oscillateur consiste à faire varier progressivement sa fréquence, d'un minimum à un maximum (excursion de fréquence) d'une manière automatique, suivant une loi et une cadence bien connues.

Ce procédé, très utilisé en haute fréquence, pour l'alignement des circuits accordés (réglage d'un récepteur de télévision, par exemple), l'est moins en BF, sans doute parce que les générateurs BF vobulables sont rares et coûteux. Pourtant la méthode permet une étude très rapide du comportement d'un montage, dont les caractéristiques dépendent de la fréquence du signal incident. Pour ne citer qu'un exemple : on relèvera de cette façon, très vite et visuellement, la bande passante d'un amplificateur Hifi.

Deux lois de vobulation sont classiques :

— **La vobulation logarithmique** qui permet d'obtenir sur l'écran de l'oscilloscope, une courbe du type de celles des figures 5 et 6, où précisément la graduation horizontale est logarithmique. L'avantage, dans le cas du graphique papier est évident : possibilité de couvrir sur une distance faible, une gamme de fréquences énormes (de 10 Hz à 1 MHz, sur ces figures). Inconvénient : si la lecture est facile et précise pour les fréquences basses, elle devient de plus en plus aléatoire pour les fréquences élevées, puisque le même écart linéaire sur le papier, nous fait passer par exemple de 10 à 100 Hz et de 100 kHz à 1 MHz. Sur l'écran de l'oscilloscope, le repérage d'une fréquence devient très difficile.

— **La vobulation linéaire.** Les fréquences se répartissent linéairement sur l'écran de l'oscilloscope (ou sur le papier). Evidemment on ne peut pas couvrir une très large gamme, faute de quoi on manquerait de précision partout. Toutefois, comme l'excursion de fréquence possible avec un 8038 est modérée (50 fois environ, contrairement à ce que promet Intersil, qui annonce 1000 fois), l'inconvénient tombe de lui-même. Par contre le repérage d'une fréquence devient assez facile, à partir du moment où deux points sont connus. A l'examen visuel, les habitués des représentations logarithmiques devront faire le petit effort d'adaptation nécessaire. Ils sont certainement très rares chez les amateurs pour qui nous écrivons ces lignes.

Pour obtenir la vobulation linéaire finalement retenue pour le TBF1038, il nous a suffi de relier la broche 8, non plus au curseur

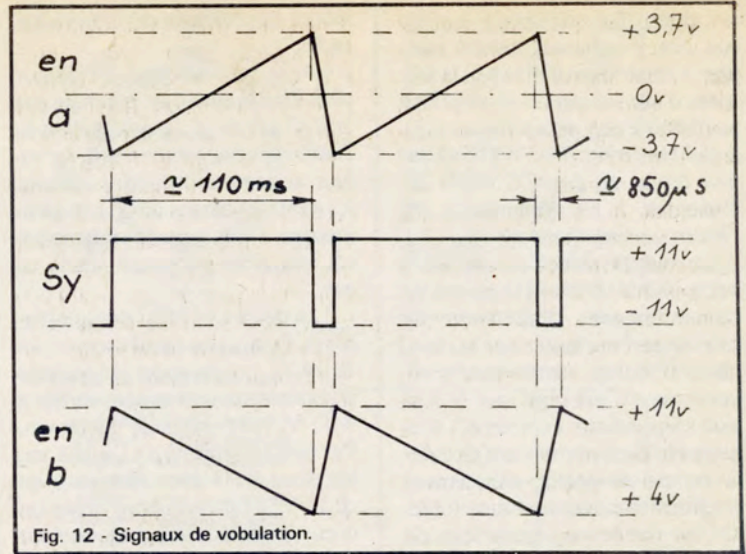


Fig. 12 - Signaux de vobulation.

du potentiomètre, mais à une rampe de tension linéaire. Cette rampe doit avoir des caractéristiques très précises, si on veut un bon résultat : En effet elle doit se situer entre  $+V_{cc}$  et  $+2/3 V_{cc}$ , soit de  $+15$  à  $+22$  V. Il faut donc prévoir un réglage de son amplitude (excursion de fréquence) et de son niveau moyen, pour la garder dans ces limites.

Les circuits intégrés permettent une solution facile du problème :

Un 8038 fournit le signal de rampe sur sa sortie triangle. Pour cela, le fonctionnement est rendu très dissymétrique avec  $R_A = 150$

k $\Omega$  et  $R_B = 2,2$  k $\Omega$ . Les caractéristiques du signal se trouvent en figure 12.

Ce 8038 peut être choisi d'un type plus économique : 8038 CC (au lieu de 8038 BC) car les impératifs de qualité sont ici bien moins rigoureux que dans le générateur G. Gros avantage du 8038 : il nous fournit une impulsion négative sur sa sortie carrée, impulsion en phase avec le retour de la rampe, donc parfaitement convenable pour synchroniser l'oscilloscope associé, d'autant que l'amplitude atteint pratiquement 22 Vcc.

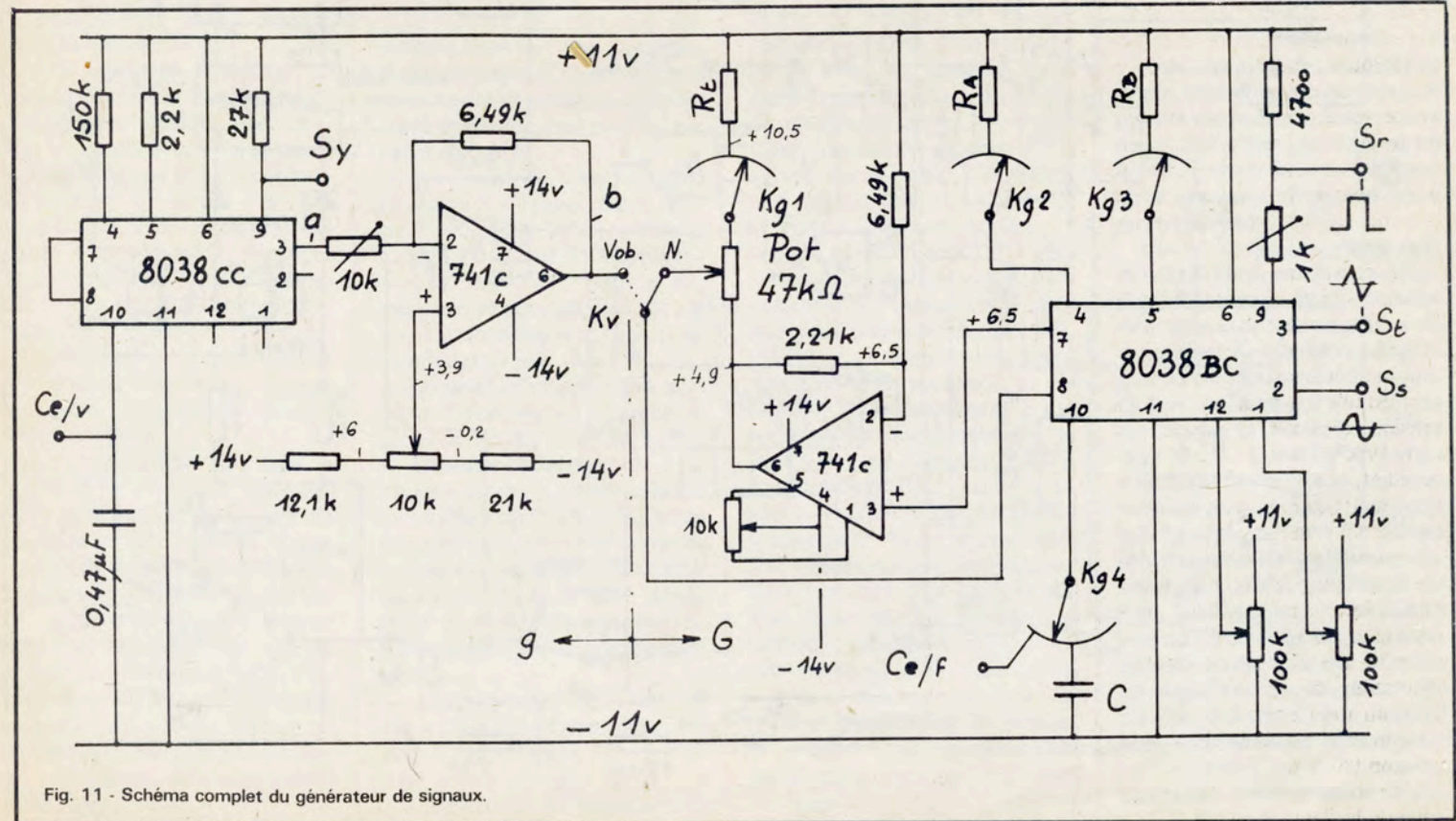


Fig. 11 - Schéma complet du générateur de signaux.



Comme nous voulions vobuler sur des fréquences basses (surtout à partir de la gamme 3) la fréquence de la rampe devait être aussi basse que possible. Le choix de 10 Hz environ est un compromis entre ce désir et celui de s'adapter à la rémanence de l'écran de l'oscilloscope.

La rampe montante du 8038 est appliquée à un 741, monté en contre-réaction d'intensité. Le gain négatif est ajusté par la résistance d'entrée, tandis que le niveau moyen est réglé par la tension injectée sur l'entrée e<sup>+</sup>. Ces deux réglages permettent de caler la rampe de sortie, exactement comme on le veut et donc d'obtenir les meilleures conditions de vobulation.

Le gain étant négatif, la rampe de sortie est descendante (voir fig. 12). Les fréquences basses seront donc en début de rampe (broche 8 à +22 V) et les fréquences hautes en fin de rampe (broche 8 à +15 V). Sur l'oscilloscope, nous verrons donc les fréquences basses à gauche et les hautes à droi-

tes, ce qui correspond à nos habitudes.

Un condensateur extérieur peut être branché en parallèle sur le 0,47 µF de g, ce qui abaisse la fréquence de vobulation à la valeur désirée, si on désire vobuler les gammes basses de G. Un oscilloscope à très grande rémanence est toutefois nécessaire dans ce cas.

Les deux LM741C des générateurs G et g sont alimentés en ±14 V, de manière à pouvoir amener les potentiels des sorties à +11 V, sans risque de distorsion. Par contre, comme on l'a déjà vu, les deux 8038 sont alimentés en ±11 V, d'une part pour rester en deça des LM741C, mais surtout d'autre part pour en limiter la dissipation thermique, laquelle ne doit jamais dépasser 750 mW.

NB. Dans le texte, les potentiels ont été indiqués par rapport à -Vcc, c'est-à-dire au -11 V. Sur la figure 11, les potentiels ont été mesurés par rapport à la masse, c'est-à-dire au point milieu de l'alimentation.

#### 4. TRAITEMENT DU SIGNAL SINUSOÏDAL

Alors que les signaux carrés et triangulaires issus de G sont envoyés presque directement sur les entrées des amplificateurs de sortie, le signal sinusoïdal suit un chemin quelque peu plus compliqué.

L'examen du schéma de principe du 8038 (fig. 3) nous montre que la sortie sinusoïde (broche 2) se fait précisément en un point, dont l'impédance relativement élevée, détermine la distorsion des différents niveaux de cette sinusoïde. Il est donc important de ne pas recueillir ce signal directement, en l'envoyant sur l'entrée d'un amplificateur dont l'impédance trop basse ne manquerait pas de nous interdire les 0,5 % de distorsion que nous escomptons. Le signal sinusoïdal sera donc prélevé par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel spécial, de gain très voisin de l'unité

(0,9999) présentant une impédance d'entrée très élevée (10<sup>12</sup> Ω) et une impédance de sortie très basse (1 Ω environ). Il s'agit du LM310H, dont nous donnons les caractéristiques en figure 14.

La liaison entre le 8038 et le 310 se fait en réalité par l'intermédiaire d'un inverseur électronique, constitué par deux transistors FET : NF510, montés en interrupteurs série (chopper série). Entrée sur le drain, sortie sur la source. Si le gate est au potentiel de la source, le FET est conducteur et le signal le traverse. Si le gate est fortement négatif, le FET est bloqué et le signal ne passe pas.

La logique TTL va rendre les deux FET, alternativement conducteurs.

— Si FET<sub>1</sub> est conducteur, FET<sub>2</sub> est bloqué : le signal sinusoïdal passe et se retrouve à l'entrée du 310.

— Si FET<sub>1</sub> est bloqué, FET<sub>2</sub> est conducteur : le signal sinusoïdal est bloqué et l'entrée du 310 est reliée à la masse, ce qui amène sa sortie à 0 V également.

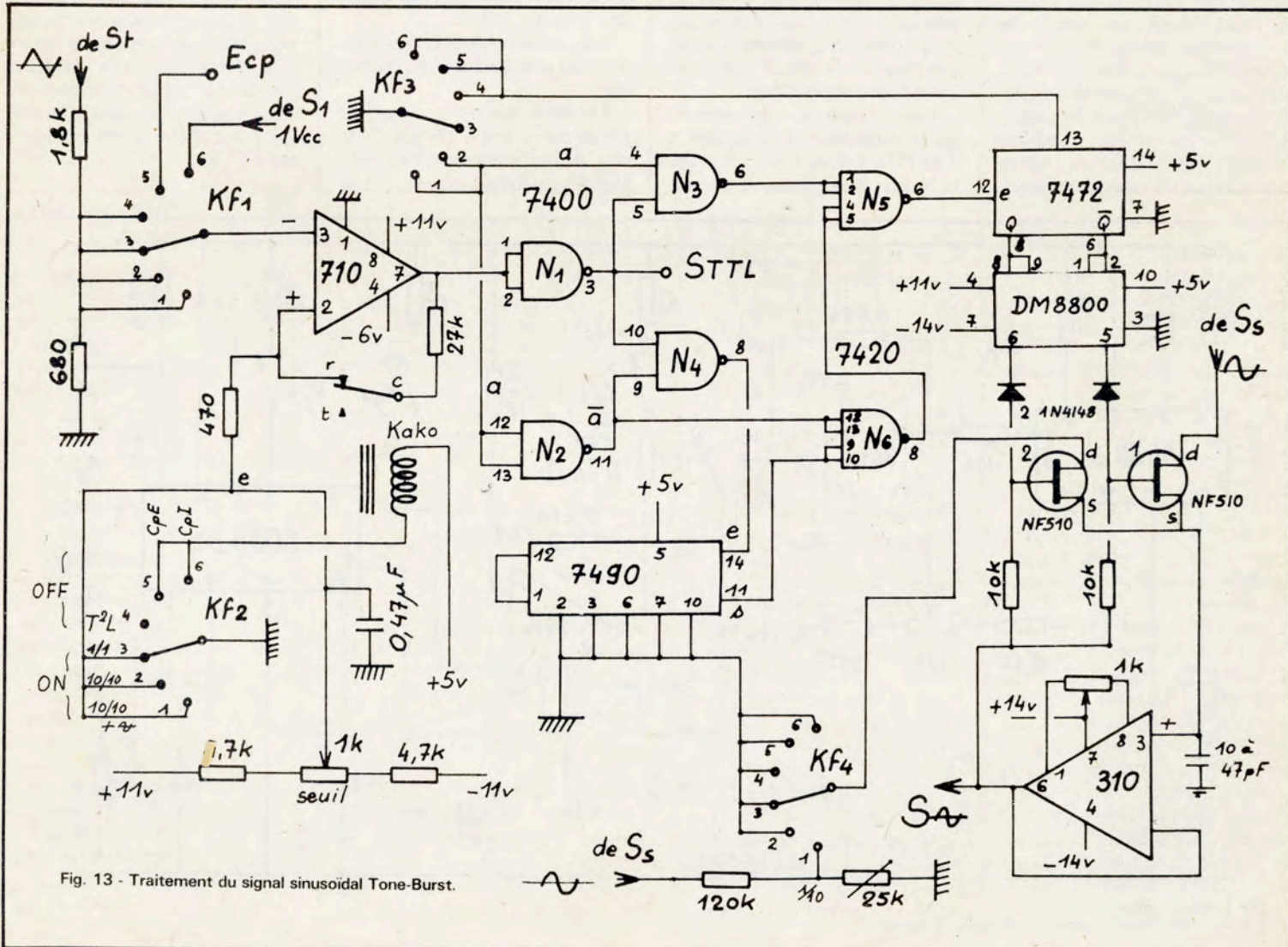
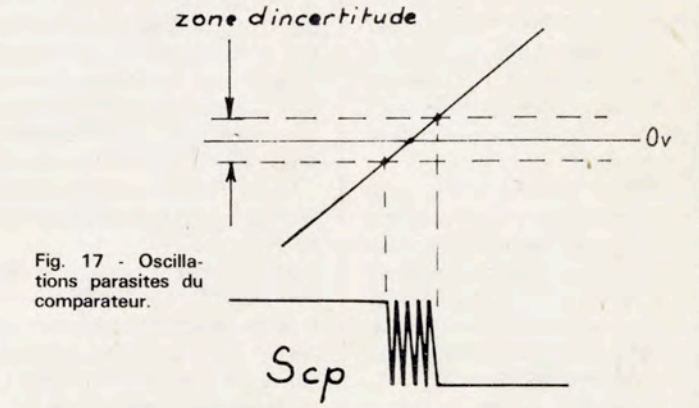
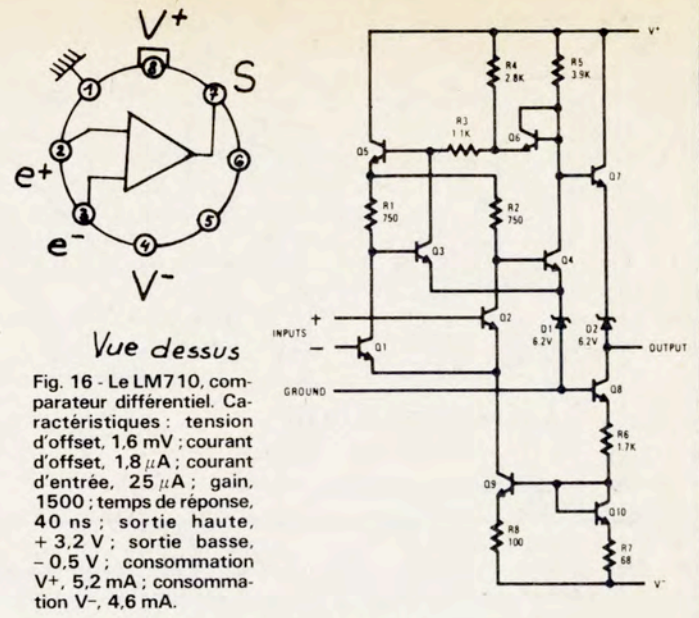
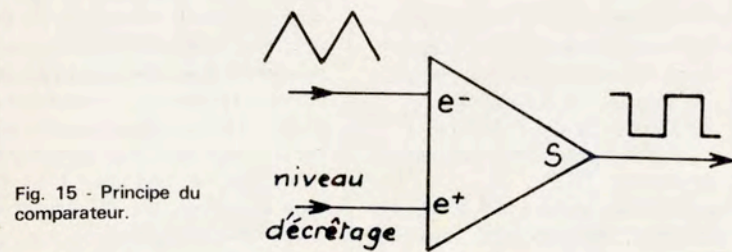
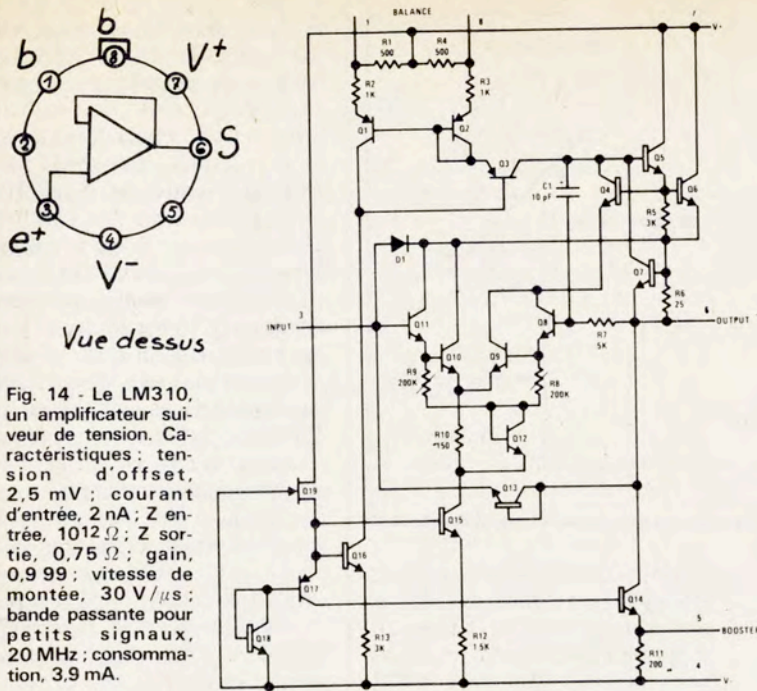


Fig. 13 - Traitement du signal sinusoïdal Tone-Burst.



Reste donc à étudier maintenant la **logique TTL**.

Une première remarque : il n'est pas possible d'utiliser le signal carré du 8038 BC, pour assurer la commutation précédente, car la relation de phase entre la sinusoïde et ce signal n'est pas convenable : en effet le signal carré est en avance sur le triangle et la sinusoïde d'un quart de période. Il nous faut donc fabriquer un signal rectangulaire de commutation en phase avec cette sinusoïde. Nous l'avons obtenu à partir du signal triangulaire, convenablement écrit.

Un comparateur de tension LM710CH convient parfaitement pour cet usage. Le schéma de principe est donné en figure 15 : le signal triangulaire est appliqué sur l'entrée inverseuse, l'autre entrée recevant une tension continue ajustable au niveau d'écrêtage désiré. Dès que le niveau en e<sup>-</sup> dépasse cette tension, la tension de la sortie S, passe au niveau bas. Dès qu'il est inférieur à cette tension, elle passe au niveau haut.

Le LM710CH, bien que ressemblant très fort à un amplificateur opérationnel classique, présente toutefois quelques différences importantes avec un 741, par exemple.

— Le circuit est construit avec un nombre d'étages réduit (voir schéma de la fig. 16) : il en résulte un gain plus faible (1500 typique).

— Les transistors utilisés ont leur zone de base dopée à l'or, ce qui leur confère des temps de commutation très courts.

Ces deux premiers points permettent d'obtenir un temps de réponse de l'ordre de 40 ns.

— La sortie est compatible TTL (ce qui n'est pas le cas du 741). Le niveau haut est limité par la diode zener en série avec Q<sub>7</sub> et le niveau bas ne peut pas descendre en dessous de -0,5 V, la base de Q<sub>8</sub> étant à la masse (connexion n'existant pas sur un Am/Op classique).

— L'alimentation du circuit se fait pour satisfaire à ces exigences avec V<sup>+</sup> = +12 V (+11 V dans le TBF1038) et V<sup>-</sup> = -6 V.

L'utilisation du schéma très

simple de la figure 15, conduit malheureusement à de gros déboires avec les signaux lents. Dans ce cas, en effet, la montée du triangle se faisant trop lentement, il se produit pendant la traversée du niveau d'écrêtage, une incertitude de l'état de la sortie du comparateur : celle-ci oscille donc un certain nombre de fois entre le niveau bas et le niveau haut. Voir figure 17. Comme les circuits TTL qui suivent le comparateur montent à 30 MHz au moins, ils répondent scrupuleusement à ces sollicitations anarchiques et... la panique totale s'installe dans la commutation. Pour pallier à ce grave défaut, il suffit de munir le comparateur d'une légère réaction positive, lui donnant un comportement de trigger de Schmidt. Voir figure 18 : La modification consiste uniquement à ajouter les résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>. Dès que le niveau e<sup>-</sup> dépasse celui de e<sup>+</sup>, le premier basculement se produit et S passe à l'état bas. Mais cette variation est transmise à e<sup>+</sup> dans le rapport

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

ce qui fait que le niveau de cette entrée baisse légèrement. Baisse qui ajoutée au dépassement initial de e<sup>-</sup> fait sortir immédiatement le comparateur de la zone d'instabilité : aucun autre basculement ne se produira.

Lors de la descente du triangle, le même phénomène se produit, en sens inverse. Pour l'élaboration du signal rectangulaire de commutation, la solution de la figure 18 est parfaite et donne satisfaction aussi bien sur les fréquences élevées (200 kHz) que sur les très basses (0,02 Hz). Pourtant dans le cas de l'utilisation du comparateur pour la mesure indirecte des tensions de crête (ce qui est prévu dans le TBF1038), elle s'assortit d'un défaut : en effet, le niveau sur l'entrée e<sup>+</sup> n'est jamais égal au niveau d'écrêtage, mais légèrement supérieur ou inférieur selon que S est haute ou basse. De plus, au moment du basculement cette tension varie d'un seuil à l'autre, si bien que la mesure est incertaine. Pour éliminer ce dé-

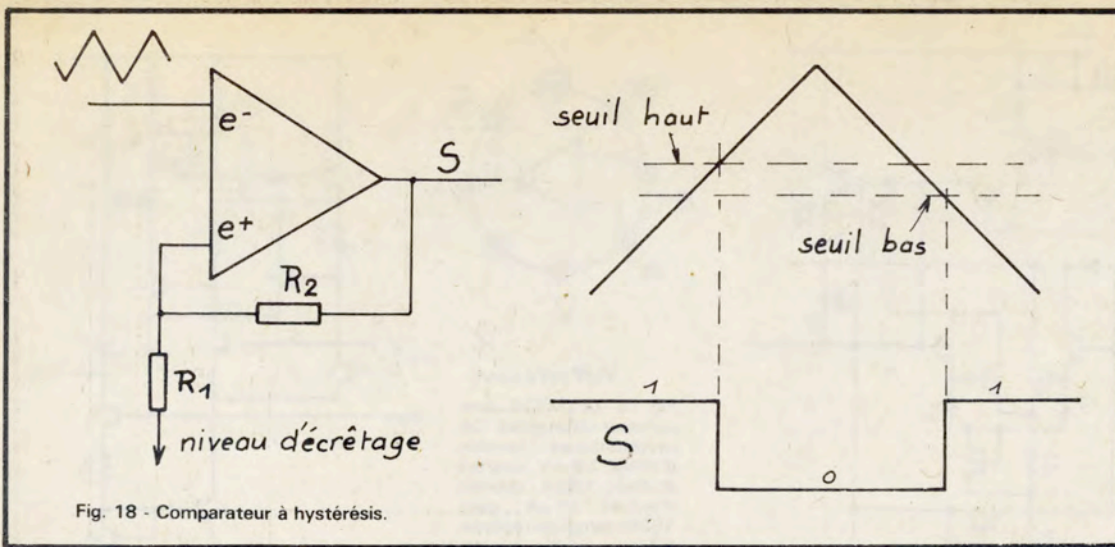


Fig. 18 - Comparateur à hystérésis.

faut dans ce type d'application, nous supprimons la réaction positive en déconnectant  $R_2$  de  $e^+$ , cette coupure étant réalisée par un petit relais Kako de façon à avoir des connexions très courtes. On distinguera ce détail du montage dans le schéma complet de la commutation. Voir figure 13.

Le signal de sortie du comparateur est appliqué à l'entrée d'une première porte Nand, N1. La sortie de N1, accessible extérieurement (sortie TTL) est également reliée aux entrées de N3 et de N4, lesquelles sont commandées par le commutateur. Si  $a = 0, \bar{a} = 1$ , N3 est bloquée, le signal traverse N4, atteint l'entrée de la décade SN7490, est divisé par 10, traverse N6 et N5 pour attaquer le diviseur par 2, SN7472.

Si  $a = 1, \bar{a} = 0$ , N4 est bloquée, le signal traverse N3, puis N5 et atteint directement, sans division par 10, le diviseur par 2, SN7472.

Les créneaux complémentaires Q et  $\bar{Q}$  issus dans chaque cas du SN7472, commandent un circuit très particulier : le DM8800. Il s'agit d'un circuit « interface » TTL-FET, contenant deux fois le montage dont le schéma est donné en figure 19.

— Si les deux entrées de la fonction Nand du 1/2 DM8800 sont à 1, alors la sortie passe au niveau bas ( $-12\text{ V}$  environ) ce qui bloque le FET associé. (voir fig. 13).  
— Si les deux entrées sont à 0, la sortie passe au niveau haut ( $+10\text{ V}$  environ) ce qui rend le FET conducteur.

Comme les entrées A et B

d'une part, C et D d'autre part, du DM8800 sont reliées aux sorties complémentaires Q et  $\bar{Q}$ , nous aurons bien à tout instant la conduction alternée des deux FET. Donc :

— Si  $Q = 1, \bar{Q} = 0$ , le signal sinusoïdal passe.

— Si  $Q = 0, \bar{Q} = 1$ , il ne passe pas et la sortie chopper est à la masse.

Le fonctionnement de l'ensemble logique est commandé par le commutateur de Tone-Burst.

a) **Positions ON** : découpage en service.

● 1/1. C'est le cas  $a = 1, \bar{a} = 0$ . Le créneau rectangulaire issu du comparateur et en phase avec la sinusoïde, atteint directement le SN7472 : on obtient une période de sinusoïde suivie d'une période de « silence » à OV.

● 10/10. C'est le cas  $a = 0, \bar{a} = 1$ , le signal du comparateur, divisé par 10, provoque le passage de 10 périodes de sinusoïdes suivies de 10 périodes à OV.

● 10/10  $\pm$ . Même disposition qu'au cas précédent, mais pendant l'interruption des sinusoïdes, le FET2 retourne, non plus à la masse, mais au 1/10 de la tension sinusoïdale maximum. On a donc 10 sinusoïdes à amplitude normale suivies de 10 sinusoïdes au 1/10 de cette amplitude. Comme nous le verrons plus loin, dans l'étude des nombreuses applications du TBF1038, cette possibilité permet d'étudier le comportement d'un amplificateur en voyant si, après une attaque à fort niveau, il est capable de restituer des nuances, c'est-à-dire en d'autres termes, voir s'il se désature rapidement.

b) **Positions OFF** : découpage hors service. La sinusoïde passe normalement. En effet dans ces positions, on applique le niveau 0 sur l'entrée S du SN7472, ce qui bloque cette bascule dans l'état  $Q = 1$  et  $\bar{Q} = 0$  : comme on l'a vu plus haut, dans cet état, le signal sinusoïdal passe de façon permanente. Par ailleurs, dans les positions OFF, le comparateur reçoit sur son entrée  $e^+$ , une tension variable par le potentiomètre de seuil et permettant de choisir le niveau d'écrêtage à volonté, alors que dans les positions ON, cette entrée  $e^+$  était à la masse (OV) de manière à avoir un signal de sortie comparateur symétrique (c'est-à-dire à rapport cyclique de 50 %).

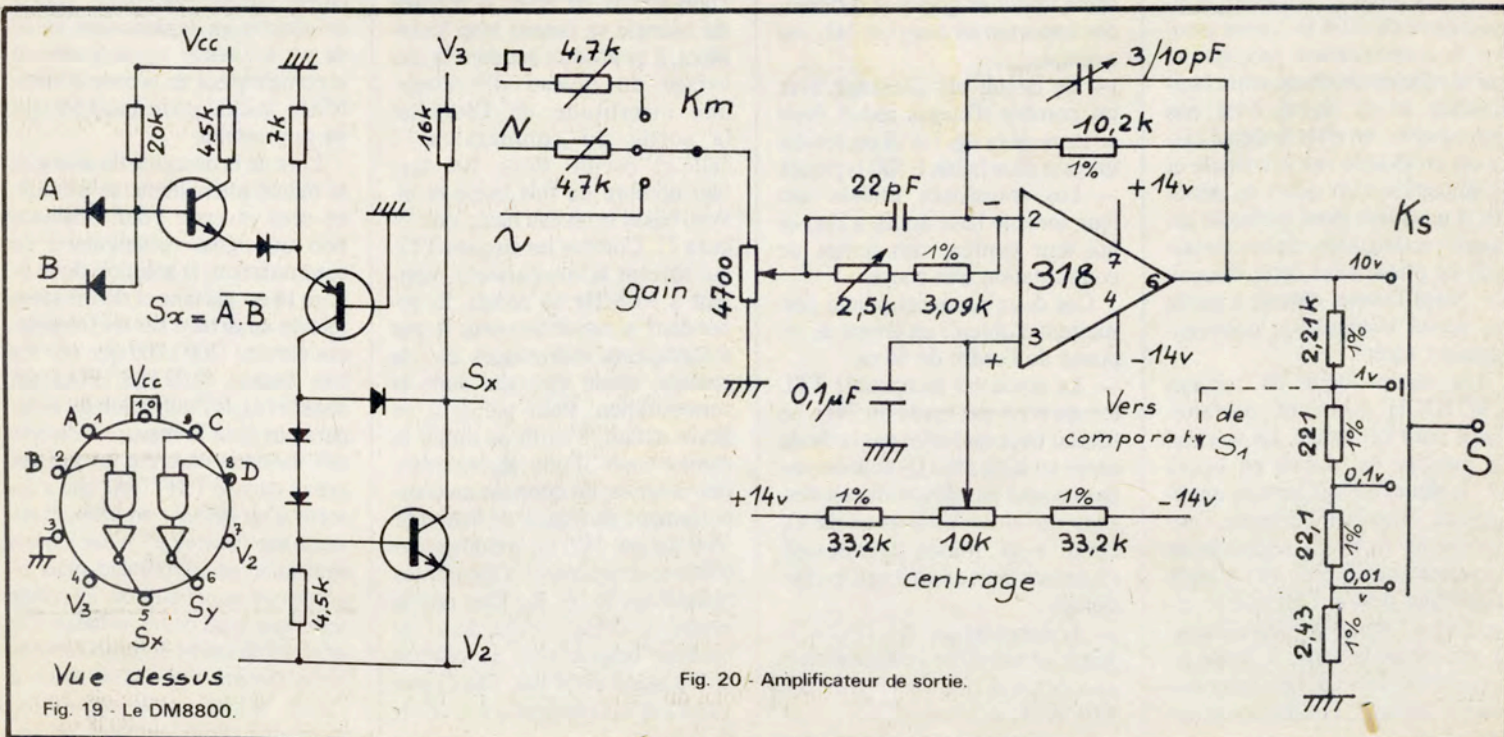
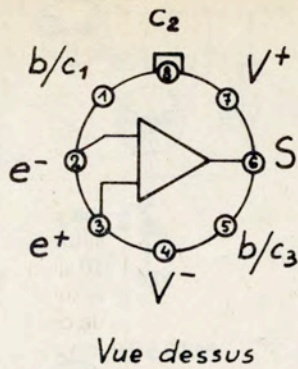


Fig. 20 - Amplificateur de sortie.



Vue dessus

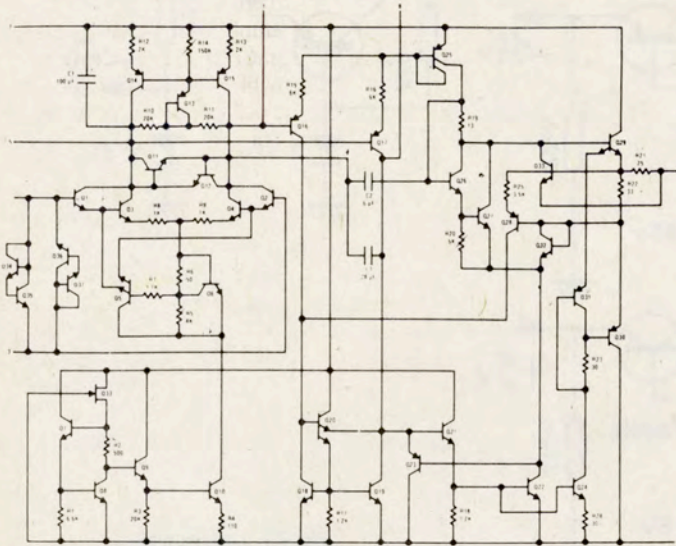


Fig. 21 - Le LM318, amplificateur opérationnel à large bande. Caractéristiques : tension d'offset, 4 mV ; courant d'offset, 30 nA ; courant d'entrée, 150 nA ; Z entrée, 3 M $\Omega$  ; gain, 200.000 ; vitesse de montée, 70 V/ $\mu$ s ; bande passante pour petits signaux, 15 MHz ; consommation, 5 mA.

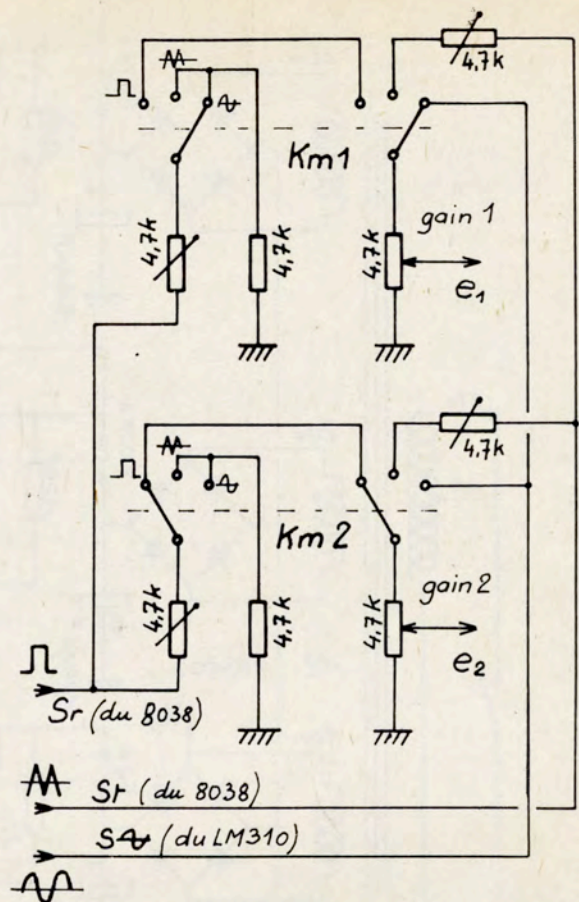


Fig. 22 - Détail de la commutation de mode.

● **en TTL.** Le réglage du seuil permet d'obtenir des créneaux à rapport cyclique réglable du minimum (impulsion négative fine) au maximum (impulsion positive fine) et cela à toutes les fréquences du générateur principal G, sans la moindre modification de la fréquence de ce dernier.

● **en CpE.** (comparateur externe). L'entrée du comparateur est reliée à une borne accessible extérieurement. Comme indiqué plus haut, le fonctionnement en trigger de Schmidt du LM710CH est supprimé de manière à faire des mesures plus précises des tensions de crête, par élimination des deux seuils différents.

● **en Cpl** (comparateur interne). L'entrée du comparateur est reliée à la sortie de l'ampli n° 1 et permet d'en contrôler la tension de crête.

Pour ces deux dernières appli-

cations, une borne extérieure permet la mesure de la tension de seuil appliquée au comparateur, mesure qui se fera de préférence au voltmètre numérique, pendant que l'oscilloscope connecté à la sortie TTL montre l'instant précis où le niveau du seuil est amené exactement, soit à la crête positive, soit à la crête négative. Nous en reparlerons au chapitre utilisation.

## 5. AMPLIFICATEURS DE SORTIE

Deux amplificateurs parfaitement identiques et indépendants sont prévus pour donner plus de souplesse dans l'utilisation du générateur.

Chaque amplificateur est simplement monté avec un circuit

opérationnel type LM318H, utilisé en contre-réaction d'intensité. Nous donnons en figure 21 les caractéristiques détaillées de ce circuit. On remarque tout de suite qu'il est bien plus performant qu'un classique 709 ou 741, à la fois sur le plan de la bande passante (15 MHz contre 1 MHz au 709) et sur celui de la vitesse de montée (slew-rate de 70 V/ $\mu$ s contre 0,25 V/ $\mu$ s au 709). Il sera ainsi possible de passer dans de bonnes conditions les signaux carrés de l'ordre de 100 kHz. Le gain réglable par la résistance série de l'entrée (voir fig. 19) est de l'ordre de 2. Une correction par condensateur, permet de restituer les signaux carrés à fréquence élevée. La tension sur l'entrée  $e^+$  est réglable de  $-2$  V à  $+2$  V environ, ce qui autorise un décentrage total du signal de sortie, même à amplitude maximum : possibilité

intéressante dans le cas, par exemple, du travail de mise au point d'un amplificateur passant le continu.

Le niveau des signaux de sortie est calibré au maximum d'amplitude à 10 Vcc, mais un atténuateur à décades délivre ce signal à 10 Vcc, 1 Vcc, 100 mVcc, 10 mVcc. Par ailleurs, un potentiomètre d'entrée permet un réglage progressif, les valeurs précédentes étant valables potentiomètre au maximum.

## 6. COMMUTATEUR DES FORMES D'ONDE

L'entrée des amplificateurs peut être connectée aux trois formes de signaux. Toutefois, comme les trois sorties du 8038 sont à

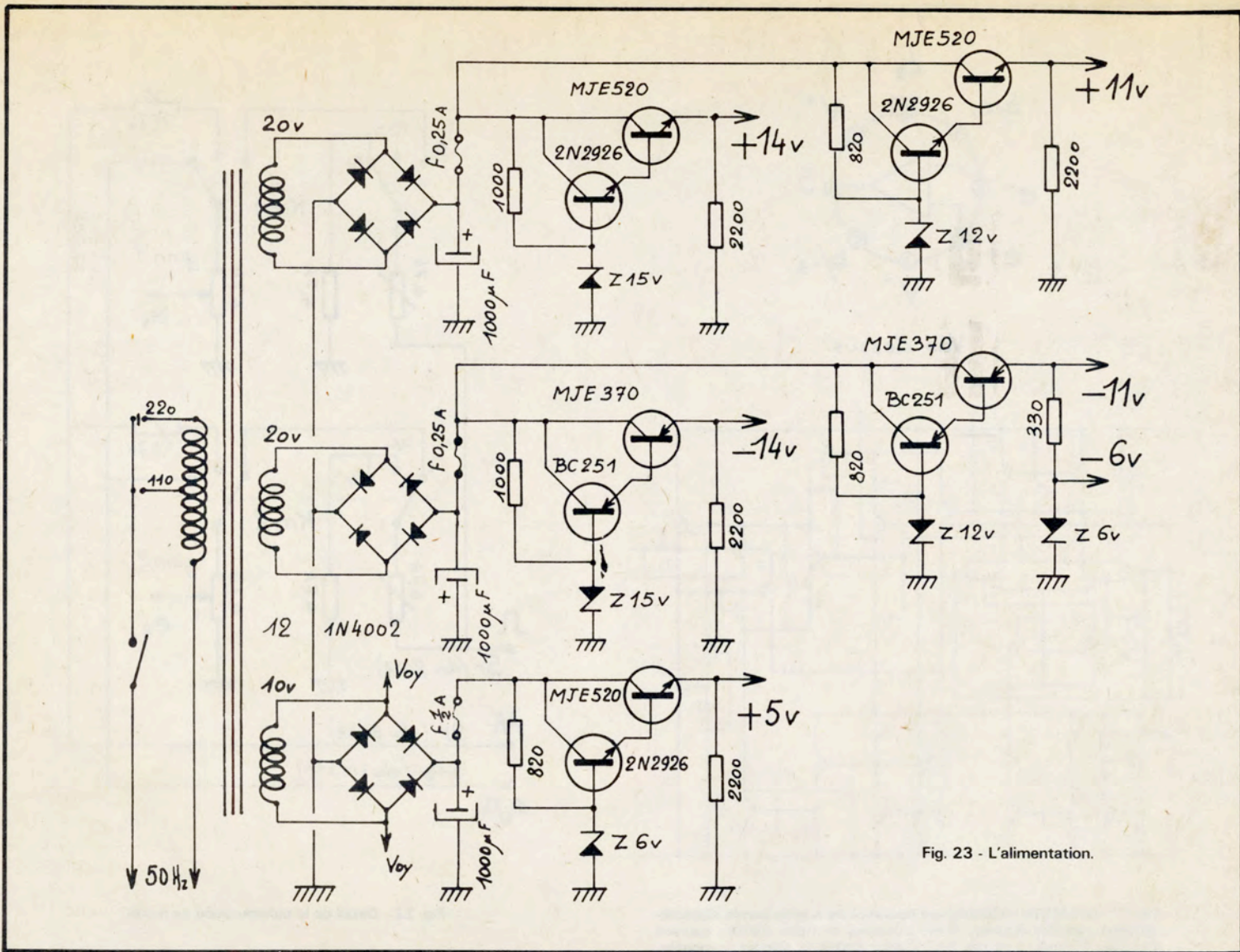


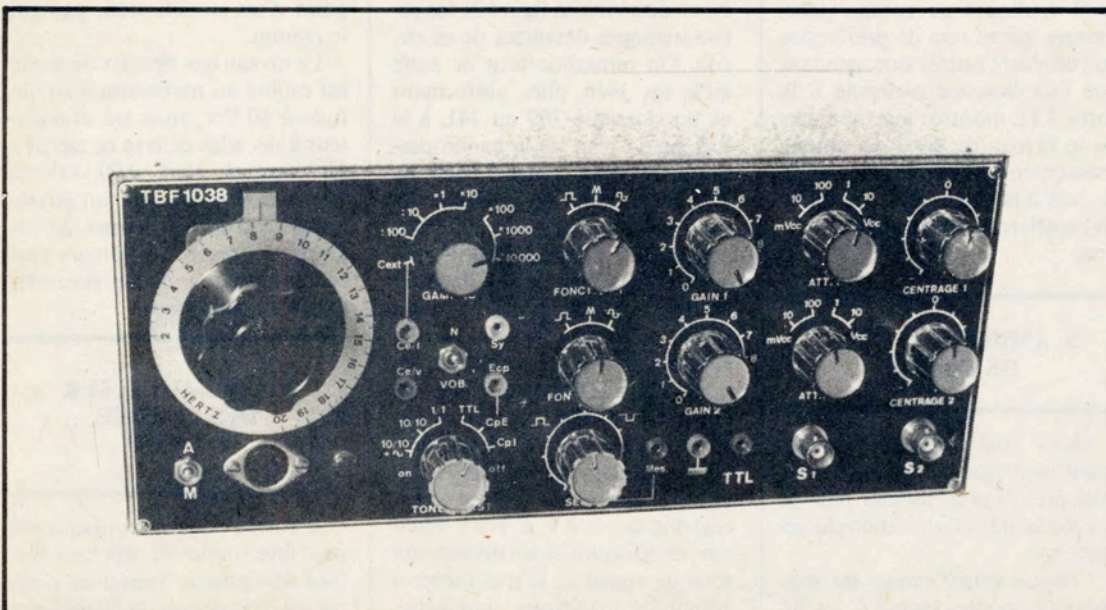
Fig. 23 - L'alimentation.

des amplitudes différentes, il faut procéder à un nivellement pour que les niveaux de sortie soient les mêmes. Le sinusoïdal est relié

directement, car son amplitude est la plus faible. Les rectangulaires et triangulaires le sont à l'aide de résistances sé-

ries ajustables. Pour le rectangulaire, l'impédance de sortie de G étant moyenne (4700 Ω), il faut prévoir deux ré-

sistances fixes, de même valeur que le potentiomètre de niveau, pour éviter des modifications d'amplitude, lors de la manœuvre du commutateur de fonction (voir fig. 22). Un réglage du niveau moyen est aussi prévu, sur la plaque G, pour centrer le signal carré sur le OV.



F. THOBOIS

(à suivre)

N.D.L.A.

Les figures 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 et les paragraphes entre parenthèses sont extraits des documents techniques Inter-sil.