

LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE:

LE MULTIVIBRATEUR ASTABLE

B IEN que très diversifié dans ses formes pratiques de réalisation, le multivibrateur astable découle en fait presque toujours, par l'essence de son fonctionnement, du très classique schéma d'Abraham-Bloch, né sous l'ère des tubes à vide et modernisé avec l'apparition des transistors.

Nous consacrerons donc l'essentiel de notre étude à l'analyse de ce schéma « père », réservant ensuite quelques lignes à la détermination pratique des éléments d'un montage particulier choisi comme exemple.

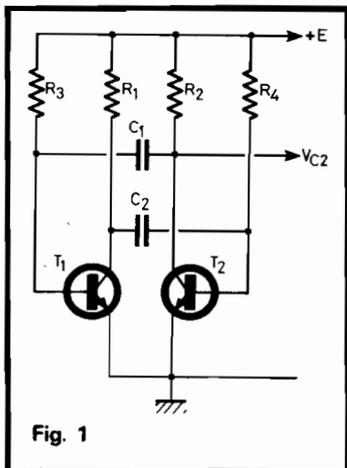


Fig. 1

Schéma et fonctionnement du multivibrateur

Dans la figure 1, les transistors T_1 et T_2 , identiques, sont supposés de type NPN. Deux résistances égales, R_1 et R_2 , chargent chacun de leurs collecteurs. Pour l'instant, nous supposons aussi l'égalité des résistances de bases R_3 et R_4 , comme celle des capacités des condensateurs C_1 et C_2 .

Auto-oscillateur, le multivibrateur ne comporte pas d'entrée. Sa symétrie montre, par contre, qu'on peut y disposer de deux sorties, respectivement constituées par les collecteurs de T_1 et de T_2 : nous noterons V_{C1} et V_{C2} les potentiels (variables avec le temps) de ces électrodes. V_{b1} et V_{b2} seront les potentiels des bases, E la tension d'alimentation, positive dans le cas de transistors NPN.

Le multivibrateur est un montage astable

On sait que le circuit ne peut évoluer qu'entre deux états, caractérisés par le blocage de l'un ou l'autre des transistors, et la saturation du deuxième.

Nous baptiserons :

- état 1, celui où T_1 est bloqué, donc T_2 saturé
- état 2, celui où T_1 est saturé, donc T_2 bloqué.

Toute situation où les deux transistors conduiraient plus ou moins est nécessairement instable, et transitoire. Supposons en effet que pareille situation se produise, par exemple lors de la mise sous tension du circuit, et soient alors I_{C1} et I_{C2}

les courants des collecteurs de T_1 et T_2 . Toute fluctuation accidentelle de I_{C1} (elle peut être due aux tensions de bruit dans les transistors ou les résistances, à l'instabilité de la source d'alimentation, etc.) entraîne un effet cumulatif. Par exemple, si I_{C1} diminue, le potentiel de collecteur V_{C1} remonte. Transmise par C_2 , cette remontée se retrouve sur V_{b2} , et provoque une augmen-

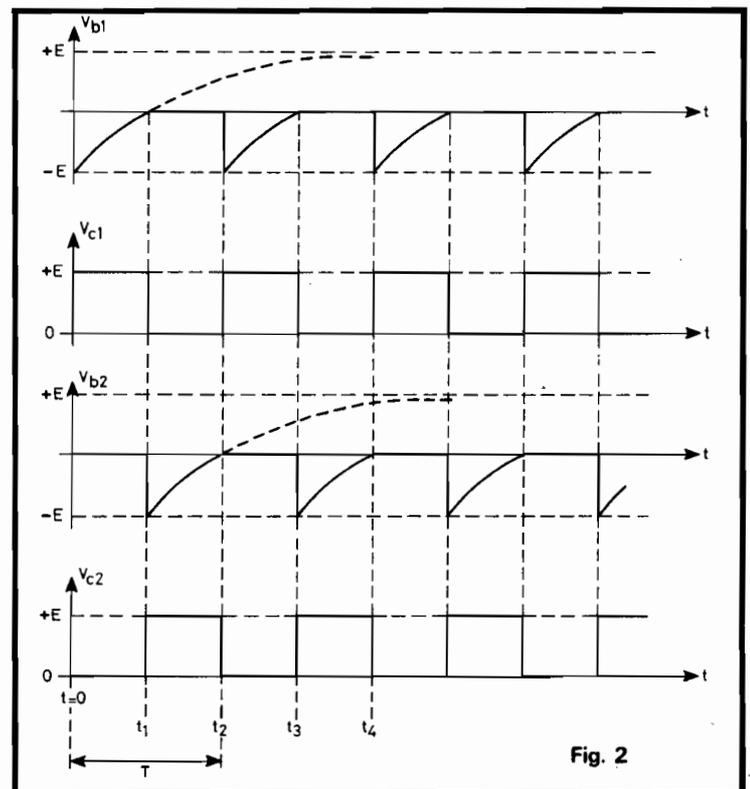


Fig. 2

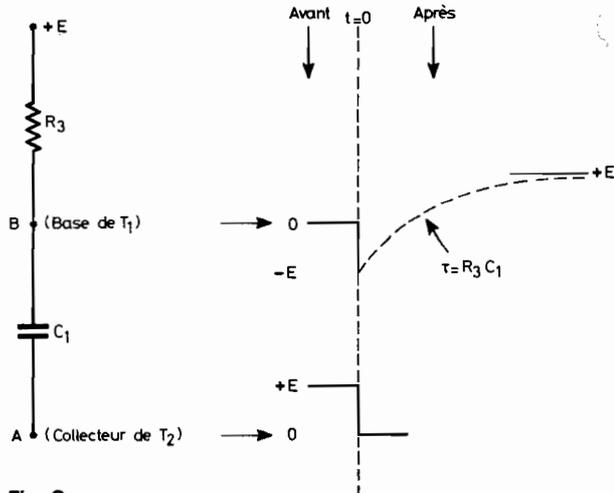


Fig. 3

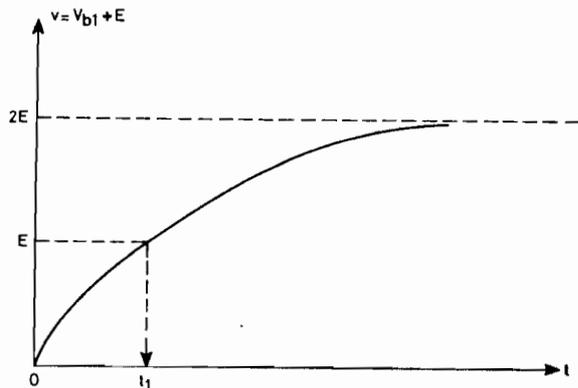


Fig. 4

tation du courant I_{C2} , donc une diminution et de V_{C2} , et de V_{b1} (par l'intermédiaire de C_1). Finalement, la diminution de I_{C1} , cause première de ces variations, entraîne une nouvelle diminution de ce même courant: très vite, T_1 se bloque, et T_2 conduit au maximum.

Conditions de saturation

Cette conduction maximale doit être la saturation. Si on néglige alors la très faible différence de potentiel entre collecteur et émetteur de T_2 (une fraction de volt), toute la tension E est appliquée aux bornes de R_2 , que parcourt donc le courant :

$$I_{C2} = \frac{E}{R_2}$$

Appelons β le gain en courant des transistors. I_{C2} ne peut atteindre la valeur précédemment calculée, que si le courant de base, I_{b2} , est au moins égal à :

$$I_{b2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{E}{\beta R_2}$$

Comme la résistance R_4 reçoit elle-même, en première approximation, la totalité de la tension E , on peut écrire :

$$I_{b2} = \frac{E}{R_4}$$

Finalement, on en déduit la condition de saturation, sous forme d'une relation entre R_2

et R_4 (ou, ce qui revient au même, entre R_1 et R_3) :

$$R_4 \leq \beta R_2 \quad R_3 \leq \beta R_1$$

Mécanisme de l'oscillation

Choisissons, comme origine des temps, l'instant où T_1 vient de passer au blocage, et T_2 à la saturation. Dans le diagramme de la figure 2, nous représenterons les variations, en fonction du temps, des tensions V_{b1} , V_{C1} , V_{b2} et V_{C2} .

Toute l'explication du mécanisme de l'oscillation repose sur celle de la charge et de la décharge des condensateurs C_1 et C_2 , qui mérite donc un examen détaillé: la figure 3 nous servira de support, pour observer ce qui se passe aux alentours de l'instant origine, $t = 0$. Juste avant cet instant :

- le point A, collecteur de T_2 , se trouve au potentiel $+E$, puisque T_2 est bloqué;
- le point B, base de T_1 , se trouve presque au potentiel 0 ($+0,6$ volt) puisque T_1 conduit;
- le condensateur C_1 est donc chargé sous la différence de potentiel

$$V_A - V_B = +E$$

A l'instant $t = 0$, le point A passe brusquement de $+E$ à 0, puisque T_2 passe du blocage à la saturation. Comme C_1 ne peut se décharger instantanément, la différence de potentiel $V_A - V_B$ reste constante, et le

point B passe au potentiel $-E$. A partir de cet instant, C_1 se décharge à travers R_3 , avec la constante de temps :

$$\tau = R_3 C_1$$

Si aucun autre phénomène n'intervenait, le potentiel du point B remonterait asymptotiquement vers la valeur $+E$. C'est ce qu'on peut voir aussi sur la figure 2.

Mais dès que V_{b1} atteint $+0,6$ volt, T_1 recommence à conduire. A cause du phénomène cumulatif dont nous avons déjà parlé, le système bascule très rapidement dans l'état 2. Une figure analogue à la figure 3, mais mettant en jeu, cette fois, R_4 et C_2 , nous montrerait que V_{b2} prend la valeur $-E$, pour remonter exponentiellement vers $+E$: c'est l'instant t_1 de la figure 2.

A l'instant t_2 , un nouveau basculement ramène le système dans son état initial, et ainsi de suite. On appelle période T , l'intervalle de temps qui sépare deux basculements identiques.

Calcul de la période

La figure 4 représente toujours la loi de croissance, à partir de l'instant $t = 0$, du potentiel de la base de T_1 . Pour simplifier les expressions mathématiques, nous avons cependant effectué une translation d'amplitude E sur l'origine des

tensions, qui évoluent alors entre les valeurs 0 et $+2E$.

L'équation de la courbe représentant l'évolution de v avec le temps est alors :

$$v = 2E(1 - e^{-t/R_3 C_1})$$

soit, en prenant le logarithme népérien des deux membres :

$$t = -R_3 C_1 \log_e(1 - \frac{v}{2E})$$

Le basculement intervient à l'instant t_1 où $v = E$, soit

$$t_1 = -R_3 C_1 \log \frac{1}{2}$$

$$t_1 = 0,69 R_3 C_1$$

Pour un multivibrateur symétrique ($R_3 C_1 = R_4 C_2$), la période est donc :

$$T = 2 t_1 = 1,38 R_3 C_1$$

Calcul d'un multivibrateur

Le plus efficace nous paraît de choisir un exemple précis, à partir duquel le lecteur pourrait reprendre les calculs pour toute autre réalisation de son choix.

Nous étudierons donc un multivibrateur à usage de clignotant, où les résistances R_1 et R_2 de la figure 3 seront des ampoules de lampe de poche (fig. 5), d'une consommation de 0,2 A, et prévues pour fonctionner sous 4,5 volts: leur tension nominale, en réalité, n'est que de 3,5 volts, ce qui permet de calculer la résis-

tance (à chaud) de leur filament :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{3,5}{0,2} = 18 \Omega$$

Des transistors NPN tout venant feront l'affaire (nous reviendrons plus loin sur le problème de la puissance). Nous n'exigerons d'eux qu'un gain en courant β au moins égal à 100, ce qui est très courant. La valeur maximale des résistances de base permettant la saturation est alors :

$$R_3 = R_4 = 18 \times 100 \\ = 1800 \Omega \text{ ou } 1,8 \text{ k}\Omega$$

Le choix des condensateurs résulte directement, une fois fixées R_3 et R_4 , de celui de la période. Pour une période, arbitrairement choisie, de 0,5 seconde, on aura :

$$C_1 = C_2 = \frac{0,5}{1,38 \cdot 1800}$$

$$= 2 \cdot 10^{-4} \text{ F} = 200 \mu\text{F}$$

soit une valeur normalisée de $220 \mu\text{F}$. Cette capacité exigeant des condensateurs élec-

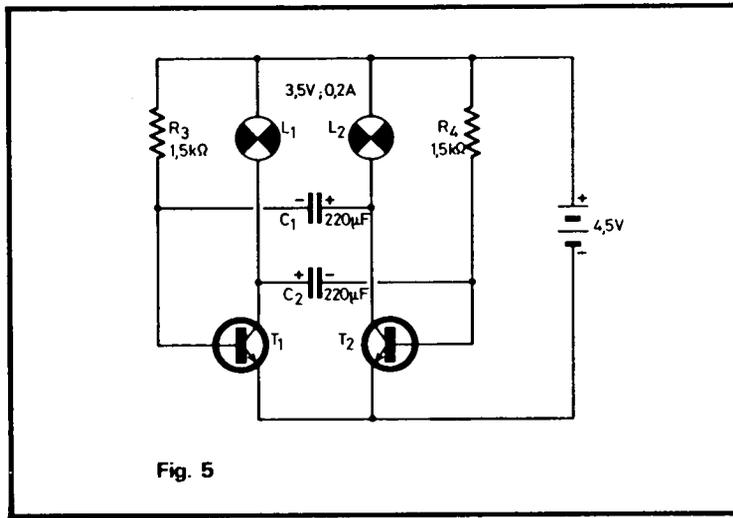


Fig. 5

trochimiques, il faudra respecter la polarité de branchement de la figure 5, puisque les collecteurs ont toujours un potentiel supérieur à celui des bases.

Il nous reste à revenir sur le problème de la puissance dissipée dans les transistors. Lorsque l'un des transistors est bloqué, aucun courant ne le traverse, et la puissance qu'il dissipe est nulle. Lorsqu'il est saturé, sa tension collecteur-

émetteur culmine à 0,5 volt environ. Dans notre exemple, cela correspond à une puissance de 0,1 watt.

En fait, il ne faut pas oublier les transitoires, pendant lesquels la puissance instantanée peut atteindre des valeurs nettement plus élevées, dont l'incidence sur la puissance moyenne, liée à la durée des basculements, ne peut guère

se calculer a priori. On retiendra cependant que, en régime de découpage, un transistor prévu pour une dissipation moyenne de quelques centaines de milliwatts, peut commander une charge consommant plusieurs watts.

Pour nous résumer

1) Le multivibrateur est un oscillateur qui évolue spontanément, et périodiquement, entre deux états caractérisés par le blocage et la saturation successifs des deux transistors.

2) Le calcul des éléments découle essentiellement du respect de la condition de saturation, puis du choix de la période.

3) Chaque transistor, travaillant en commutation, peut commander des puissances très supérieures à sa propre puissance limite en régime permanent. ■

TUNER T104 - PREAMPLI 3200 - AMPLI 140

MARANTZ

ment examinés. En ce qui concerne la puissance, le compte y est, sans plus, car malgré les protections en cas de surcharge, il est dangereux de jouer, répétons-le une fois de plus, avec les enceintes acoustiques. Il faut un signal de 0,9 V efficace à l'entrée pour obtenir la puissance de 75 watts, également efficaces, sur charges de huit ohms et par canal. Si l'on dépasse sensiblement ce niveau, l'écrêtage du signal de sortie se produit ainsi que l'éclairement du voyant repéré PEAK. La bande passante s'étend de 12 Hz à 80 kHz à ± 1 dB, et le taux de distorsion reste inférieur à 0,1 % de 15 Hz à 30 kHz, ce qui est une belle performance.

Nous avons obtenu, d'aussi bons résultats lors de la mesure du rapport signal/bruit, soit 85 dB en

mesure pondérée et 67 dB en mesure non pondérée.

En ce qui concerne l'étalonnage des VU-mètres, sans prétendre à une précision d'appareil de mesure, nous considérons qu'il est suffisamment précis pour retrouver un réglage particulier.

Le taux de distorsion d'intermodulation est tout juste de 0,18 % à la puissance nominale de sortie et le facteur d'amortissement est conforme à la valeur annoncée, sur charge de 8 ohms, puisque nous avons obtenu 45 à 1 000 Hz.

Conclusion

La mise en œuvre d'une technique moderne qui devient chaque jour une technique classique a permis de réaliser trois éléments d'excellente

qualité. Le tuner possède une très bonne sensibilité avec un rapport signal/bruit plutôt élevé, ainsi qu'une excellente séparation des canaux en stéréo.

Le préamplificateur de contrôle permet de faire face aux conditions d'utilisation normales avec en prime la possibilité de sortir des sentiers battus de la correction de tonalité par réglages succincts. L'amplificateur, plutôt « musclé », peut devenir un outil de travail pour sonorisation modeste ou autre, mais il est toujours possible de réduire le niveau d'écoute et de garder la puissance en réserve. Trois « satisfecit » pour l'ensemble Marantz.

Ces trois éléments de chaîne haute-fidélité sont à considérer comme formant un ensemble harmonieux qui mérite

d'être complété par des enceintes acoustiques de classe équivalente.

Le tandem préamplificateur 3200 - amplificateur 140 peut parfaitement trouver sa place dans une petite sonorisation et même une plus importante, avec adjonction d'un pupitre mélangeur par exemple, pour démultiplier les entrées du préamplificateur et de deux enceintes acoustiques supplémentaires, puisque leur utilisation est prévue et que leur mise en service peut s'effectuer à partir du préamplificateur.

Enfin, nous avons toujours la satisfaction de trouver en version transistorisée, les éléments de séduction qui nous ont fait apprécier les Marantz à tubes d'il y a vingt ans.

J.-L. BRAULT