

Diviseur de fréquence à très faible consommation de puissance

Autor(en): **Mange, Daniel**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin technique de la Suisse romande**

Band (Jahr): **90 (1964)**

Heft 19: **Association amicale des anciens élèves de l'École polytechnique de l'Université de Lausanne, Congrès mondial, Lausanne, 18-22 septembre 1964**

PDF erstellt am: **21.09.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-67006>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

composantes qui nous intéressent sont celles de fréquences $|f_0 - f|$ comprises entre 0 et 25 Hz. Un filtre passe-bas les transmet à la sortie et élimine toutes les autres composantes. Le filtre passe-bas avant la sortie réduit la bande passante à environ 18 Hz.

Les circuits accordés de l'amplificateur sélectif, ainsi que celui du générateur d'onde carrée utilisent des selfs à coefficient de température positif et des capacités en polystyrène à coefficient de température négatif, ce qui nous donne une bonne stabilité de fréquence en fonction de la température.

Le modulateur est constitué de deux « interrupteurs » utilisant chacun deux transistors. L'onde carrée pour la commande du modulateur est un oscillateur à circuit accordé suivi d'un étage limiteur.

La courbe de réponse expérimentale du système en fonction de la fréquence est donnée dans la figure 2 ci-contre. Le spectre de la tension de bruit à l'entrée étant supposé constant, cette courbe caractérise aussi le spectre du signal de sortie.

Nous envisageons par la suite de déterminer expérimentalement la distribution de l'amplitude du signal produit et de vérifier son spectre. Les équipements nécessaires sont encore en voie de développement.

Ce travail a été effectué dans le cadre de travaux de recherches sur les servomécanismes entrepris grâce à l'aide du Fonds national suisse de la recherche scientifique.

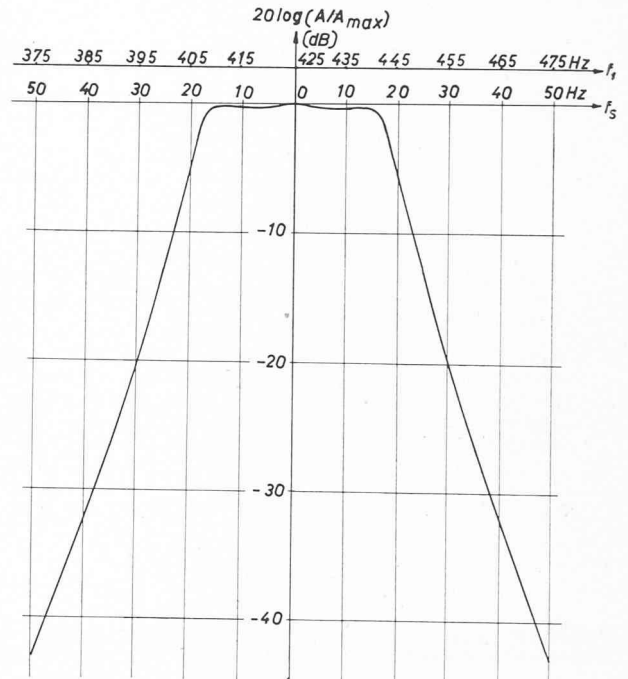


Fig. 2. — Courbe de réponse du générateur de fonction aléatoire.

$$A = U_s/U_1.$$

U_1 = Tension à l'entrée de l'amplificateur sélectif.

U_s = Tension à la sortie du filtre passe-bas.

f_1 = Fréquence d'entrée.

f_s = Fréquence de sortie.

DIVISEUR DE FRÉQUENCE À TRÈS FAIBLE CONSOMMATION DE PUISSANCE

par DANIEL MANGE, Chaire d'électronique de l'Ecole polytechnique de l'Université de Lausanne (EPUL)

1. Introduction

Il peut être intéressant dans certaines applications — tels la montre entièrement électronique ou les équipements de satellites — de disposer de circuits logiques à très faible consommation de puissance. C'est dans cet esprit qu'ont été étudiés les diviseurs de fréquence des deux types suivants :

1. Multivibrateur bistable classique ou flip-flop.
2. Diviseur de fréquence en anneau.

2. Multivibrateur bistable classique

2.1 Généralités

Les piles miniatures qui seraient utilisées dans une montre fourniraient un courant de l'ordre de quelques μA sous une tension de 1 volt environ. Il s'ensuit qu'un diviseur unique devrait consommer un courant de quelques dixièmes de μA .

En choisissant $V_{CC} = +1,5 \text{ V}$ et $R_C = 10 \text{ M}\Omega$, on détermine le courant maximum :

$$I_C \cong \frac{V_{CC}}{R_C} = 0,15 \mu\text{A}.$$

Cette valeur très basse de I_C implique l'emploi de transistors dont le gain h_{FE} est encore supérieur à l'unité dans ce domaine de courant, et dont le courant inverse I_{CB0} est extrêmement faible — de l'ordre de grandeur de quelques nA ; le transistor 2N1711, qui répond parfaitement à ces deux exigences, a donc été choisi pour ces essais.

La résistance de base R_B est indispensable pour assurer à l'état logique 1 (transistor bloqué) une valeur de u_S proche de celle de V_{CC} : $u_{S1} \cong V_{CC}$. Avec $R_B = 44 \text{ M}\Omega$, on obtient $u_{S1} \cong 1,2 \text{ V}$, tandis qu'avec $R_B = 0$, on aurait au collecteur de l'un des transistors la tension de base de l'autre, à savoir : $u_{S1} \cong 0,4 \text{ V}$. Cette valeur serait théoriquement assez grande pour différencier les deux états logiques 0 et 1 ; par contre — l'attaque d'un second diviseur étant obtenue par une liaison capacitive — il est indispensable d'avoir une différence de tension de l'ordre de grandeur du volt entre les deux états. On choisira donc définitivement : $R_B = 44 \text{ M}\Omega$.

2.2 Commande par les collecteurs

Ce dispositif de commande — illustré par la figure 1 — montre l'attaque du diviseur par des impulsions dirigées

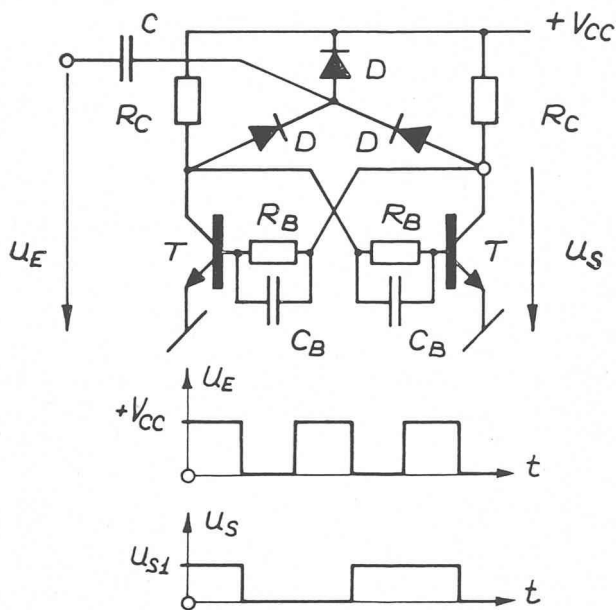


Fig. 1. — Multivibrateur bistable classique (flip-flop).

T :	2N1711	C	= 1 nF
D :	0A 202	C _B	= 1 nF
R _C :	10 MΩ	+V _{CC}	= + 1,5 V
R _B :	44 MΩ		

sur l'un ou l'autre collecteur grâce à une porte à diodes, les capacités C_B assurant la fonction de mémoire transitoire au cours du basculement.

En accouplant en série deux multivibrateurs, on a cherché la fréquence maximum du signal d'entrée u_E pour un fonctionnement correct du diviseur :

$$F = 50 \text{ Hz, pour } V_{CC} = + 1,5 \text{ V}$$

$$I_C = 0,15 \mu\text{A}$$

soit une puissance dissipée par un étage multivibrateur :
 $P = V_{CC} \cdot I_C = 0,225 \mu\text{W}$.

$$\text{Rapport fréquence/puissance : } K = \frac{F}{P} \cong 0,22 \text{ kHz}/\mu\text{W}$$

L'étude analytique des phénomènes transitoires montre que les performances en fréquence dépendent très étroitement des valeurs des capacités internes du transistor.

2.3 Commande par les bases

Ce dispositif de commande n'est pas illustré ici. En effet, les performances atteintes par un montage en série de deux multivibrateurs sont encore inférieures à celles atteintes précédemment :

$$F = 40 \text{ Hz, pour } V_{CC} = + 1,5 \text{ V}$$

$$I_C = 0,17 \mu\text{A}$$

soit $P = 0,265 \mu\text{W}$ et le rapport K : $K = \frac{F}{P} \cong 0,16 \text{ kHz}/\mu\text{W}$.

2.4 Conclusions

La rapidité de fonctionnement est donc essentiellement limitée par des constantes de temps de la forme R_C·C ; elle dépend donc exclusivement de la valeur des capacités internes du transistor, puisque la valeur de R_C est imposée par un courant I_C (consommation minimum de puissance) et par une tension d'alimentation V_{CC} (de l'ordre de 1 V pour permettre la transmission capacitive des sauts de tension).

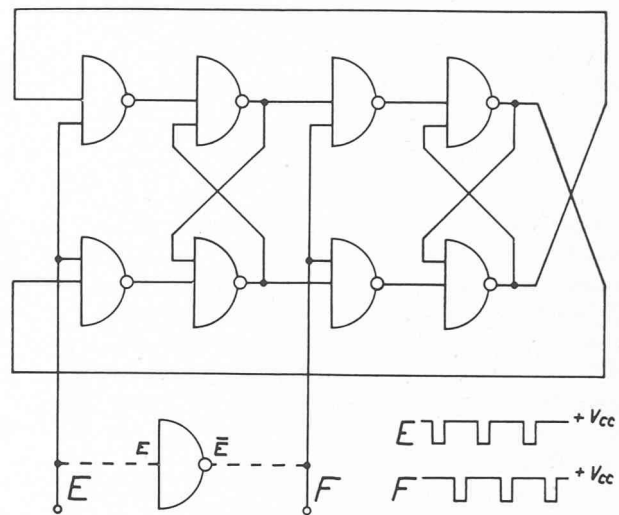


Fig. 2. — Diviseur de fréquence en anneau : schéma logique.
 ----- Circuit pour impulsions inversées.

3. Diviseur de fréquence en anneau

3.1 Généralités

Le diviseur en anneau étudié ci-après est exclusivement composé de transistors et résistances ; la succession des états logiques d'un tel système est dépendante uniquement de la présence des impulsions de commande et non de leur forme, ce qui confère au dispositif une grande sûreté de fonctionnement.

Le montage global du diviseur en anneau peut être obtenu par la combinaison d'un certain nombre de circuits logiques du type « inverseur » ou « NOR » : figure 2.

Le dispositif peut être commandé depuis l'extérieur :

- 1) soit par des *impulsions décalées*, introduites séparément en E et F ;
- 2) soit par des *impulsions inversées* ; dans ce cas, le signal introduit en F est directement obtenu par inversion du signal E.

En remplaçant les éléments « NOR » du circuit logique par leurs correspondants électroniques, on obtient le schéma électrique général de la figure 3.

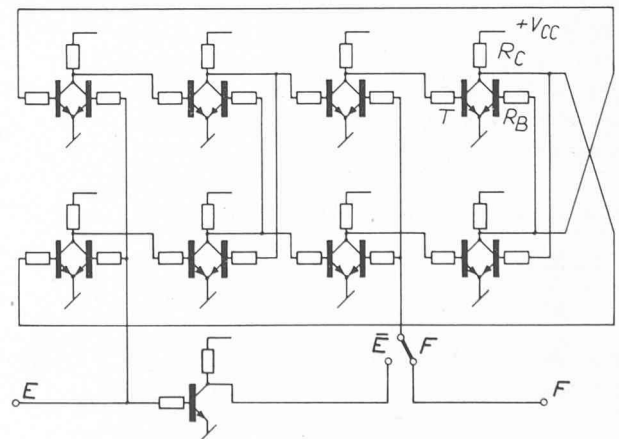


Fig. 3. — Diviseur de fréquence en anneau : schéma électrique.

T : 2N1711 Commutateur sur \bar{E} : impulsions inversées.
 Commutateur sur F : impulsions décalées.

Pour établir des comparaisons valables avec le premier dispositif (multivibrateur bistable), on a utilisé les mêmes caractéristiques principales, à savoir :

$$\begin{aligned} \text{Transistor : } & 2N1711. \\ R_C &= 10 \text{ M}\Omega ; \\ V_{CC} &= + 1,5 \text{ V.} \end{aligned}$$

Contrairement au dispositif précédent utilisant des couplages capacitifs, il est possible ici de réduire la valeur en tension de l'état logique 1, et par conséquent de diminuer considérablement la valeur de la résistance de base R_B .

Le cas limite est la structure « Direct Coupled Transistor Logic » (DCTL), où R_B est nulle.

3.2 Détermination de la valeur minimum de la résistance de base

L'étude du schéma électrique global (fig. 3) nous permet de déterminer la structure la plus défavorable ; une méthode de mesure a été alors imaginée, permettant de sélectionner parmi un lot de n échantillons les trois transistors présentant le cas le plus défavorable. A partir de ce cas, on a choisi la valeur de R_B minimum compatible avec une détermination suffisante des deux états logiques 0 et 1.

En adoptant la valeur $R_B = 1 \text{ M}\Omega$ on a l'assurance que les états logiques définis ci-dessous seront toujours respectés :

$$\begin{aligned} \text{Transistor saturé : état 0 : } & u_{CE} \leq + 0,15 \text{ V.} \\ \text{Transistor bloqué : état 1 : } & u_{CE} \geq + 0,40 \text{ V.} \end{aligned}$$

3.3 Performances limites

L'étude des phénomènes transitoires montre que la fréquence maximum de fonctionnement du dispositif dépend étroitement des constantes de temps dues aux capacités internes du transistor. En première approximation, et pour le cas limite où $R_B = 0$, on peut donner une forme approchée de la fréquence maximum de travail :

$$F \cong \frac{1}{2 \cdot R_C \cdot C} \text{ où } C = 2C_{BC} + C_{BE} + C_P.$$

C_{BC} et C_{BE} sont les capacités internes du transistor, tandis que C_P est la capacité parasite (éventuelle) des circuits de mesure.

Pour les performances limites, ainsi que pour le cas plus compliqué où $R_B \neq 0$, aucune loi analytique n'a été établie. Par contre, une série d'essais — dont nous avons extrait les exemples les plus significatifs — a permis de déterminer les valeurs maxima de la fréquence en fonction de la consommation de puissance du dispositif :

Cas 1 : Montage classique, $R_C = 10 \text{ M}\Omega$, $V_{CC} = + 1,5 \text{ V}$

$$1.1 : R_B = 10 \text{ M}\Omega, F = 170 \text{ Hz}, I = 1,10 \text{ }\mu\text{A},$$

$$K = \frac{F}{P} = 0,10 \text{ kHz}/\mu\text{W}$$

$$1.2 : R_B = 1 \text{ M}\Omega, F = 330 \text{ Hz}, I = 1,22 \text{ }\mu\text{A}, K \cong 0,18$$

$$1.3 : R_B = 0, F = 400 \text{ Hz}, I = 1,22 \text{ }\mu\text{A}, K \cong 0,22$$

Cas 2 : Montage avec $R_C = 1 \text{ M}\Omega$ et V_{CC} variable

$$2.1 : R_B = 0 ; V_{CC} = + 1,5 \text{ V}, F = 3 \text{ 800 Hz},$$

$$I = 11,7 \text{ }\mu\text{A}, K \cong 0,22$$

$$2.2 : R_B = 0 ; V_{CC} = + 0,4 \text{ V}, F = 740 \text{ Hz},$$

$$I = 1,0 \text{ }\mu\text{A}, K \cong 1,85$$

Tous ces essais ont été entrepris avec des impulsions inversées.

3.4 Conclusions

Nous recommandons donc des circuits DCTL où la valeur de R_B est nulle : c'est dans ce cas que les performances en fréquence seront les meilleures (cas 1).

D'autre part, la performance limite est celle d'un diviseur à tension d'alimentation de + 0,4 V et résistance de collecteur de 1 M Ω (cas 2.2). Avec une consommation de 1 μA , la fréquence maximum de 740 Hz est atteinte, avec une déformation de l'onde carrée assez considérable il est vrai.

C'est dire qu'en limitant la consommation de courant à une valeur fixe par une diminution de la tension d'alimentation V_{CC} plutôt que par une augmentation de la résistance de collecteur R_C , on parviendra aux meilleures performances en fréquence. Mais les accroissements de ces performances les plus spectaculaires seront obtenus par la diminution des capacités internes C_{BC} et C_{BE} du transistor. On trouve actuellement sur le marché des transistors présentant sous cet angle des qualités bien supérieures à celles du 2N1711 utilisé pour nos essais.

Si l'on compare le multivibrateur bistable présenté auparavant au diviseur de fréquence en anneau, on voit que pour une consommation de puissance doublée, le dernier dispositif atteint dans le cas limite (cas 2.2) une fréquence maximum quinze fois plus élevée.

D'autre part, les exigences posées par l'intégration d'un circuit excluent actuellement l'emploi des résistances élevées ; à ce point de vue, la fabrication du diviseur en anneau intégré semble plus favorable.

C'est donc, parmi les cas examinés, un diviseur en anneau à couplage direct, à basse tension d'alimentation, transistors à capacités internes petites et haut gain, qui constituera le dispositif permettant une fréquence de travail maximum et les plus grandes possibilités d'intégration dans un circuit solide.

Cette étude comparative fait appel, pour la partie 2, aux résultats obtenus à la Chaire d'électronique par M. J.-D. Baillod à la suite de ses travaux sur le multivibrateur classique. En ce qui concerne l'utilisation des transistors aux faibles courants, nous nous sommes basés sur l'étude de M. J. Zeller sur ce sujet. (Voir *Bulletin technique de la Suisse romande*, n° 25, du 14 décembre 1963.)

Ce travail a été effectué avec l'aide du Fonds pour l'encouragement des recherches scientifiques, auquel nous exprimons notre reconnaissance.