

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 69 (1978)

Heft: 12

Artikel: Les filtres actifs

Autor: Huynh, L. T. / Hasler, M. / Dubois, D.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-914908>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 02.04.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

ificateurs en classe C avec un rapport signal sur bruit d'intermodulation (S/I) plus grand que 25 dB et un rendement de 50 %, ce qu'il n'est pas possible d'obtenir (à ces fréquences) avec les autres méthodes.

Bibliographie

- [1] *J.L. Pearce*: Intermodulation analysis with Fourier-Bessel expansions. CRC Report 1284. Ottawa/Ontario/Canada, Communication Research Centre, 1976.
- [2] *G.L. Heiter*: Characterization of nonlinearities in microwave devices and systems. IEEE Trans. MTT 21(1973)12, p. 797...805.
- [3] *R.F. Pawula, T.S. Fong and M.R. O'Sullivan*: Intermodulation distortion in frequency multiplexed satellite repeaters. Proc. IEEE 59(1971)2, p. 213...218.
- [4] *O. Shimbo*: Effects of intermodulation, AM-PM conversion and additive noise in multicarrier TWT systems. Proc. IEEE 59(1971)2, p. 230...238.
- [5] *J.J. Bussgang, L. Ehrmann and J.W. Graham*: Analysis of nonlinear systems with multiple inputs. Proc. IEEE 62(1974)8, p. 1088...1119.

- [6] *E. Bedrosian and S.O. Rice*: The output properties of Volterra systems (non-linear systems with memory) driven by harmonic and Gaussian inputs. Proc. IEEE 59(1971)12, p. 1688...1707.
- [7] *S. Narayanan*: Transistor distortion analysis using Volterra series representation. Bell Syst. Techn. J. 46(1967)5, p. 991...1024.
- [8] *A. Javed, B.A. Syrett and P.A. Goud*: Intermodulation distortion analysis of reflection-type impatt amplifiers using Volterra series representation. IEEE Trans. MTT 25(1977)9, p. 729...734.
- [9] *J.L. Pearce*: Intermodulation performance of solid-state UHF class-C power amplifiers. IEEE Trans. COM 25(1977)3, p. 304...310.
- [10] *H. Seidel*: A microwave feed-forward experiment. Bell Syst. Techn. J. 50(1971)9, p. 2879...2916.
- [11] *P.D. Lubell, W.B. Denniston and R.F. Hertz*: Linearizing amplifiers for multi-signal use. Microwaves 13(1974)4, p. 46...50.

Adresse des auteurs

Shamsur R. Mazumder, Dr.-Ing., Premier Assistant et *Michel Ney*, MSEE, Ing. Assistant, Chaire d'Electromagnétisme et d'Hyperfréquences, EPFL, Chemin de Bellerive 16, 1007 Lausanne.

Les filtres actifs

Par L.T. Huynh, M. Hasler et D. Dubois

621.372.54;

Sous leur forme classique, les filtres électriques sont réalisés à l'aide de condensateurs et de bobines. A basse fréquence, il n'est pas possible de réaliser des bobines de faible perte et d'un encombrement réduit. Les filtres actifs permettent de remplacer ces bobines par leurs équivalents électriques en utilisant uniquement des condensateurs, des résistances et des éléments actifs (amplificateurs, gyrateurs). L'article décrit les différentes méthodes de filtres actifs servant à remplacer les bobines.

In ihrer herkömmlichen Form bestehen Filter aus Kondensatoren und Spulen. Es ist jedoch nicht möglich, für niedrige Frequenzen Spulen mit geringen Verlusten und kleinem Platzbedarf zu bauen. Aktive Filter gestatten es, diese Spulen durch äquivalente elektrische Schaltungen zu ersetzen, die nur Kondensatoren, Widerstände und aktive Bausteine (Verstärker, Gyrateure) enthalten. Der Aufsatz bietet einen Überblick über die verschiedenen Möglichkeiten aktiver Filter als Ersatz von Spulen.

1. Introduction

Les fonctions de filtrage de signaux électriques sont apparues avec les premiers réseaux de télécommunications. Les circuits électriques réalisant ces fonctions de filtrage ont été conçus, et le sont encore pour la plupart, au moyen de bobines et de condensateurs.

Alors que la technologie permet pour les condensateurs un comportement électrique proche d'un élément idéal, il n'en est pas de même pour les bobines, surtout lorsque ces dernières sont utilisées aux basses fréquences. Très tôt on a cherché à les éviter en concevant des circuits capables de réaliser des fonctions de filtrage sans faire intervenir des bobines. On pourrait se passer de bobines et concevoir des circuits composés uniquement de résistances et d'un seul type d'éléments réactifs, de condensateurs. Mais de telles réalisations sont désavantageuses sur trois points:

- elles sont le siège de pertes importantes;
- il n'est possible de réaliser que des facteurs de qualité très bas ($\leq 1/2$), d'où une mauvaise sélectivité pour un degré de filtre donné;
- elles sont extrêmement sensibles aux variations des composants.

Dès lors, le seul moyen de remplacer l'élément réactif manquant dans un circuit R et C est d'y adjoindre un ou plusieurs éléments actifs. D'où la naissance des filtres RC -actifs.

On peut distinguer essentiellement deux voies dans la conception des filtres RC -actifs. La première voie consiste à remplacer chaque bobine dans une structure LC classique individuellement par un circuit RC -actif. Les inductances sont simulées par des convertisseurs d'impédances ou des gyrateurs fermés sur des capacités. Cette voie a connu récemment des prolongements. En appliquant une transformation d'impédance sur un réseau LC , on peut transformer les inductances en un

nouveau type d'éléments qui sont des résistances négatives dépendant de la fréquence appelées FDNR et FDNC.

La deuxième voie consiste à décomposer la fonction de transfert du filtre en un produit de facteurs du 2^e degré, puis à réaliser individuellement chacun d'eux par un circuit RC -actif. Le filtre est constitué par la mise en cascade de ces blocs indépendants. Au départ, pour des raisons de pauvreté technologique évidentes, on s'est penché sur les réalisations les plus simples faisant appel au plus faible nombre d'éléments actifs possible (tubes à vide). De plus, dans toute fabrication en série d'équipements, le problème à court terme du prix de revient de la réalisation et celui à long terme de la fiabilité, sont incontestablement liés d'une part à la précision exigée sur les composants, et d'autre part à l'influence des variations de ces derniers causées par des perturbations extérieures (température, vieillissement...). C'est effectivement dans la sensibilité de la fonction de transfert aux variations des composants que se situe un des problèmes majeurs liés à l'implantation des filtres RC -actifs, surtout lorsque ces derniers exigent une certaine sélectivité comme c'est le cas en télécommunications. Le développement dans cette voie s'oriente, à l'heure actuelle, vers l'extension de la structure cascade par l'introduction de boucles de rétroaction entre les cellules afin de minimiser la sensibilité de la fonction de transfert aux variations des composants et aux imperfections des éléments actifs utilisés. L'invention du transistor puis de la microélectronique a d'ailleurs contribué largement au développement et à l'implantation des filtres RC -actifs, en permettant des réalisations plus complexes et plus fiables. Ce prolongement rejoint dans un cas la première voie proposée ci-avant pour la réalisation des filtres actifs, où la structure à boucles de rétroaction considérée n'est rien d'autre que la simulation du graphe de flux d'un filtre LC en échelle.

2. Filtrés RC-actifs

2.1 Structure « Cascade »

Soit une fonction de transfert $T(p)$ de degré n pair, et soient Z_j ses zéros et P_j ses pôles; avec la condition: nombre de zéros \leq nombre de pôles. Cette fonction $T(p)$ peut se décomposer en produit de facteurs du deuxième degré en la variable complexe p , tel que

$$T(p) = \prod_{j=1}^{n/2} T_j(p) = \prod_{j=1}^{n/2} K_j \frac{(p - Z_j)(p - Z_j^*)}{(p - P_j)(p - P_j^*)} \quad (1)$$

où l'indice * indique le complexe conjugué.

Pour le cas n impair, la décomposition se fait d'une manière identique avec un terme supplémentaire du premier degré provenant d'un pôle réel. Chaque fonction $T_j(p)$ sera réalisée individuellement au moyen d'un multipôle RC interconnecté avec un ou plusieurs amplificateurs opérationnels. Un exemple de réalisation est montré à la fig. 1 [1]¹⁾. La fonction de transfert $T(p)$ est obtenue par mise en cascade de ces blocs ou cellules indépendants (fig. 2).

2.2 Structure à boucles de rétroaction

La structure cascade laisse assez peu de degrés de liberté pour minimiser la sensibilité aux variations des composants, d'autant plus qu'on peut montrer que celle-ci dépend plus de la fonction de transfert que du type de réalisation choisi pour ces cellules RC-actives. Le problème devient d'autant plus important que la caractéristique d'affaiblissement devient plus sélective. C'est la raison pour laquelle le développement en matière de filtres actifs s'est orienté vers la recherche d'autres structures et notamment vers l'introduction de boucles de rétroaction liant les cellules du deuxième degré les unes aux autres.

Il faut distinguer deux voies dans la conception des filtres RC-actifs à boucles de rétroaction. Dans la première voie, on s'est inspiré des techniques déjà employées depuis longtemps

¹⁾ Voir la bibliographie à la fin de l'article.

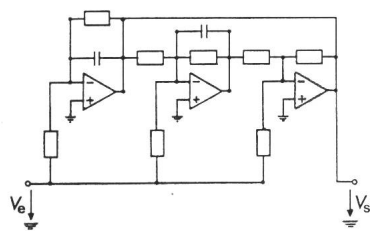


Fig. 1 Exemple de cellule RC-active du 2^e degré à trois amplificateurs opérationnels

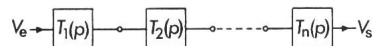


Fig. 2 Structure « Cascade »

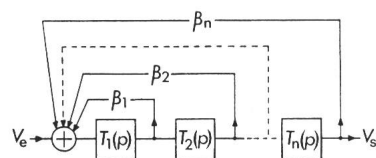


Fig. 3 Structure « Follow the Leader Feedback » FLF

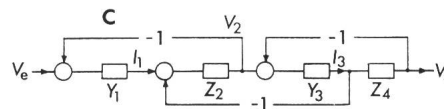
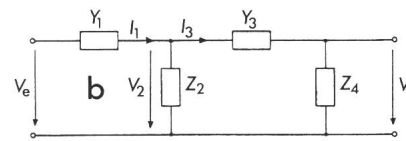
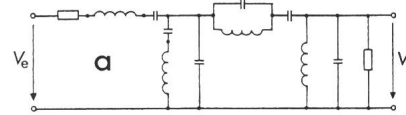


Fig. 4 Filtre LC en échelle du 8^e ordre

a schéma

b schéma avec impédances et admittances

c graphe de flux, structure « leapfrog » LF

dans les amplificateurs où les boucles de rétroaction permettent de compenser les variations du gain des éléments actifs. Dans la 2^e voie, on a tiré parti des propriétés des filtres LC insérés entre des résistances. Ces derniers sont connus pour leurs remarquables propriétés d'insensibilité de la transmittance aux variations des inductances et des capacités.

Un exemple de structure à boucles de rétroaction conçue selon la première voie est représenté à la fig. 3. Il s'agit de la structure dite « Follow the leader feedback » (FLF) [2; 3; 4].

La structure conçue selon la deuxième voie est connue sous le nom de « leapfrog » (LF) [5]. C'est par un exemple simple que nous allons montrer comment elle peut être obtenue à partir d'un filtre LC en échelle.

Soit le filtre passe-bande du 8^e degré de la fig. 4a représenté à la fig. 4b par ses branches série d'admittance Y_j et par ses branches shunt d'impédance Z_j . En établissant les équations de Kirchhoff aux nœuds et dans les mailles nous obtenons

$$\text{pour les nœuds: } (I_1 - I_3) Z_2 = V_2 \quad I_3 Z_4 = V_s \quad (2)$$

$$\text{pour les mailles: } (V_e - V_2) Y_1 = I_1 \quad (V_2 - V_s) Y_3 = I_3 \quad (3)$$

Ces équations peuvent être représentées par un graphe de flux (fig. 5c) pour lequel les fonctions de transfert des blocs T_j sont directement obtenues à partir des immittances des branches de la structure LC en échelle. Ces différents blocs sont simulés par des cellules RC-actives du deuxième degré telles qu'elles ont été décrites ci-avant.

Cette méthode connaît un prolongement par extension du concept de terminaisons en considérant des filtres LC en échelle insérés entre des terminaisons résistives généralisées composées de résistances et de FDNC [6]. De cette manière, il est possible d'étendre la classe des fonctions de transfert synthétisables en une structure Leapfrog.

3. Filtrés à bobines simulées

Les inconvénients de l'utilisation de vraies bobines dans les filtres LC classiques ont été mentionnés. En 1966 Orchard [7] a mis en évidence la supériorité des filtres LC pour leur faible sensibilité aux variations des éléments. Dès lors de nombreux efforts ont été faits pour simuler ces bobines. L'objectif de ce

chapitre est de faire un survol rapide de diverses méthodes de simulation. La plupart des travaux sont basés sur deux grandes tendances dont l'une est d'utiliser les gyrateurs et l'autre les convertisseurs d'impédance généralisés.

3.1 Simulation des bobines à l'aide de gyrateurs

Le gyrateur est un composant électrique introduit en 1948 par Tellegen [8]. La fig. 5a représente un gyrateur flottant idéal. Le courant sortant $-I_2$ (resp. entrant I_1) de l'accès 2 (resp. à l'accès 1) est commandé par la tension V_1 (V_2) appliquée à l'accès 1 (2). G_1 et G_2 sont des conductances de gyration, elles sont réelles. Le symbole d'un tel gyrateur est la fig. 5b.

Si on ferme un accès par une capacité, une inductance flottante L_o est vue de l'autre (fig. 6a). En reliant une borne (p.ex. 2') à un potentiel fixe (p.ex. la terre), on a un gyrateur semi-flottant; l'inductance obtenue est aussi flottante. Si on relie les bornes 1' et 2' à la terre, on a alors des gyrateurs asymétriques et l'inductance associée sera asymétrique (une borne à la terre).

Un autre moyen permettant d'obtenir une inductance flottante est proposé par Holt [9]. Il s'agit d'insérer une capacité parallèle entre deux gyrateurs asymétriques en cascade (fig. 6b). La condition nécessaire pour l'obtention d'une inductance flottante est l'égalité stricte des quatre conductances de gyration. Tout écart à cette règle crée des éléments additionnels indésirables entre les bornes 1, 2 et la terre [10].

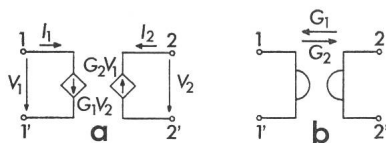


Fig. 5 Gyrateur flottant idéal
a Schéma
b Symbole

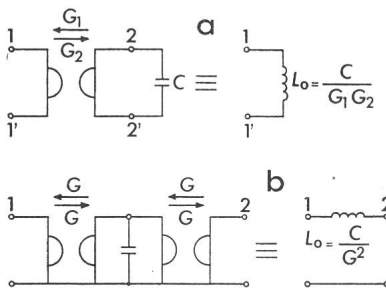


Fig. 6 Principe de simulation d'une inductance flottante
a avec un gyrateur flottant
b avec deux gyrateurs asymétriques

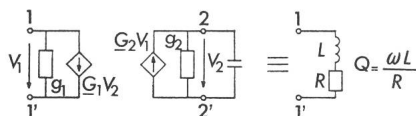


Fig. 7 Schéma équivalent à basse fréquence d'une bobine simulée avec des gyrateurs réels

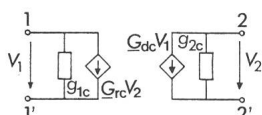


Fig. 8 Convertisseur tension-courant

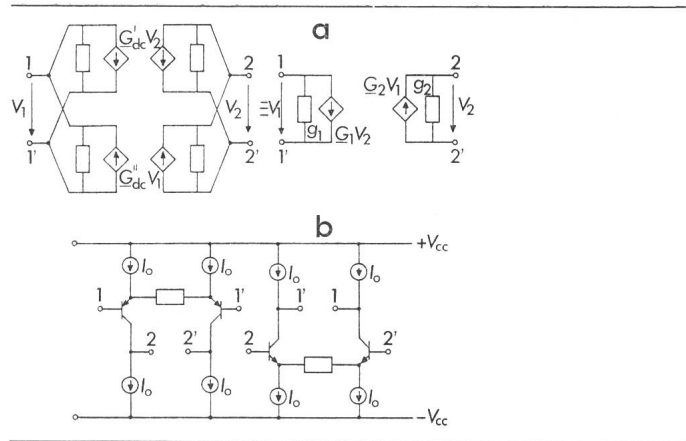


Fig. 9 Réalisation des gyrateurs à l'aide de convertisseurs tension-courant

a principe
b réalisation au moyen de paires différentielles à transistor

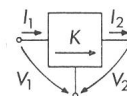


Fig. 10 Symbole d'un convertisseur d'impédance généralisé (GIC)

Un gyrateur réel est caractérisé par des admittances de gyration \underline{G}_1 et \underline{G}_2 complexes et par des conductances d'entrée g_1 et de sortie g_2 (fig. 7). La bobine ainsi obtenue est composée d'une inductance L en série avec une résistance de perte R spécifiée souvent par un facteur de qualité Q . Les grandeurs L et Q dépendent essentiellement des caractéristiques des gyrateurs [11]. Elles sont des fonctions de la fréquence.

Réalisation des gyrateurs avec des convertisseurs tension-courant: Un convertisseur tension-courant peut être représenté par le modèle de la fig. 8. g_{1c} et g_{2c} sont les conductances d'entrée et de sortie du convertisseur. \underline{G}_{dc} et \underline{G}_{rc} sont les admittances de transfert dans le sens direct et inverse. En général, g_{1c} , g_{2c} et \underline{G}_{rc} sont beaucoup plus petites que \underline{G}_{dc} . Le couplage antiparallèle de deux convertisseurs tension-courant donne un gyrateur (fig. 9a). Chaque convertisseur est réalisé à l'aide d'une paire différentielle à transistors (fig. 9b). Cette configuration est couramment utilisée pour réaliser des gyrateurs [11; 12; 13]. Les facteurs Q des bobines obtenues avec ces gyrateurs dépendent du gain des transistors des étages différentiels et ne dépassent pas 2000.

3.2 Simulation des bobines à l'aide des convertisseurs d'impédances généralisés (GIC)

Le circuit de base du GIC a été proposé par Riordan [17] en 1967. Au début il est utilisé uniquement pour simuler les bobines. Peu après, en 1969, Antoniou [14] a généralisé la notion du GIC. Un GIC est un tripôle (fig. 10) qui satisfait les relations

$$V_1 = V_2 \quad (4)$$

$$I_1 = I_2/K \quad (5)$$

$$V_1/I_1 = K \cdot (V_2/I_2) \quad (6)$$

K est le facteur de conversion des impédances. En général, les GIC réalisés ont une borne connectée à la terre (fig. 11a). Ils sont constitués de deux amplificateurs opérationnels (AO)

et de quatre éléments passifs connectés selon la fig. 11b. Lorsque les amplis sont idéaux, c'est-à-dire que leur gain est infini, le facteur de conversion K s'écrit :

$$K = (Z_1 Z_3) / (Z_2 Z_4) \quad (7)$$

K peut prendre des valeurs p/ω_N , ω_N/p , p^2/ω_N^2 et ω_N^2/p^2 (p : pulsation complexe, ω_N : pulsation de normalisation) selon le choix de la nature des impédances Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 . Pour la simulation des inductances, K doit valoir p/ω_N . Ceci est possible en choisissant soit pour Z_2 soit pour Z_4 une capacité et pour les autres des résistances. En vertu de la relation (6), l'impédance d'entrée Z_i (fig. 12a) est une inductance asymétrique. Une inductance flottante peut être réalisée à l'aide du montage de la fig. 12b.

Si on utilise des amplificateurs opérationnels à un pôle (fig. 13) pour simuler des bobines asymétriques, ces dernières jouissent de la propriété de passivité et ont un facteur Q valant au maximum le quart de A_o (valeur typique: $Q_{max} = 50000$). On voit que les bobines flottantes exigent un nombre double d'amplis opérationnels (consommation double!). Un moyen permettant de lever cet inconvénient est d'utiliser des OTA (operational transconductance amplifiers).

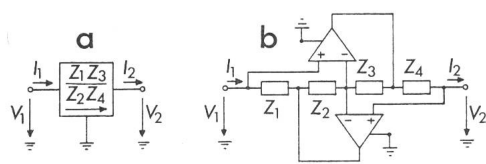


Fig. 11 GIC asymétrique
a symbole
b réalisation avec deux AO

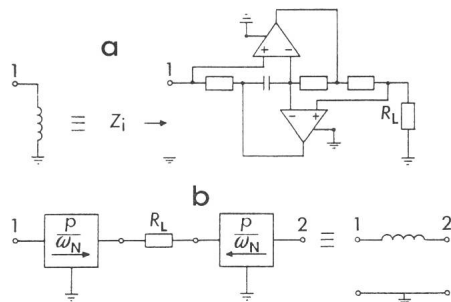


Fig. 12 Principe de simulation d'une bobine
a asymétrique avec un GIC
b flottante avec deux GIC asymétriques

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{A_o}{1+pT_o}$$

Fig. 13 Modèle d'amplificateur opérationnel

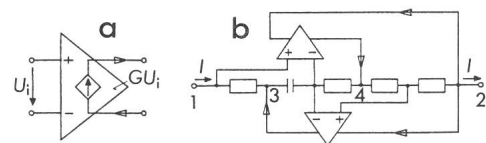


Fig. 14 Source de courant dépendant d'une tension (OTA)
a schéma
b principe de simulation d'une bobine flottante avec deux OTA

3.3 Simulation des inductances flottantes avec des OTA

Un OTA flottant est une source de courant flottante dépendant d'une tension flottante (fig. 14a). Le principe est décrit par *Heinlein* [13] en 1971 et illustré à la fig. 14b. Les courants injectés aux nœuds 3 et 4 par les sorties des deux OTA sont soustraits au nœud 2. Par conséquent, le courant sortant de la borne 2 est égal au courant injecté à la borne 1, et l'inductance vue entre les bornes 1 et 2 devient flottante.

3.4 Filtres à bobines simulées

L'esquisse ci-dessus montre que les bobines flottantes simulées utilisent soit deux gyrateurs asymétriques, soit deux GIC (quatre AO), soit des gyrateurs semi-flottants, soit deux OTA. Les deux derniers cas sont les plus intéressants pour leur consommation ayant moins d'éléments actifs.

Les bobines asymétriques peuvent être réalisées soit avec un gyrateur asymétrique, soit avec un GIC. Celles utilisant des GIC offrent une stabilité certaine [14] et un facteur de qualité plus grand. Compte tenu des avantages offerts par ces dernières, de nombreuses investigations [14; 15; 16] ont porté sur la recherche des structures de filtre n'utilisant que des bobines asymétriques.

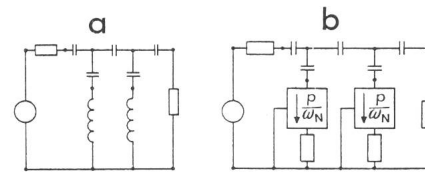


Fig. 15 Filtre LC passe-haut
a schéma
b avec bobines simulées

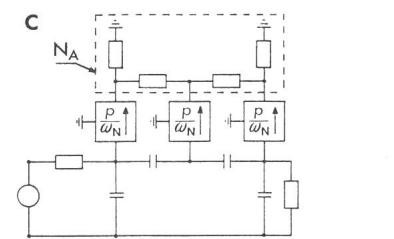
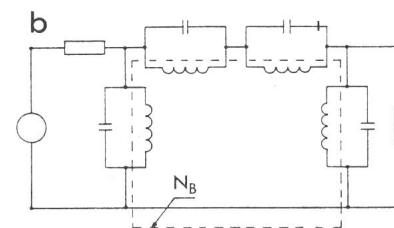
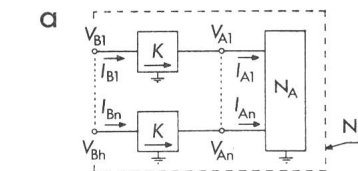


Fig. 16 Filtre LC passe-bande
a principe
b schéma
c schéma avec bobines simulées

Filtres passe-haut. La structure de filtre *LC* passe-haut avec un nombre minimal de bobines asymétriques est montré à la fig. 15a. Chaque bobine est réalisée avec un GIC (fig. 15b). Ce type de filtre ne pose pas de problèmes particuliers.

Filtres passe-bande. Dans les filtres *LC* passe-bande, les pôles situés dans la bande bloquante supérieure sont créés par des bobines flottantes. Un moyen permettant de simuler ces bobines flottantes est décrit par *Gorski-Popiel* [16]. Il utilise la propriété de la conversion des courants des GIC. La structure proposée est celle de la fig. 16c. Son équivalent est à la fig. 16b. Le principe est simple:

Soit un multipôle N_A avec des GIC connectés selon la fig. 16a. La matrice d'impédance Z_A de N_A est donnée par

$$V_A = Z_A \cdot I_A \quad (8)$$

Soient n GIC qui convertissent les n courants I_{Bi} en n courants I_{Ai} selon

$$I_{Ai} = K I_{Bi} \quad i = 1, \dots, n \quad (9)$$

Les GIC conservant les tensions la matrice d'impédance Z_B de N_B s'écrit alors

$$Z_B = K \cdot Z_A \quad (10)$$

On voit que si N_A ne contient que des résistances (fig. 16c) et que si K vaut p/ω_N , N_B ne contient que des bobines (fig. 16b).

Le deuxième moyen a été proposé par *Orchard* [15]. Il consiste à utiliser des bobines et des capacités négatives asymétriques. La fig. 17a représente ce type de filtre. La présence des capacités négatives permet la création des pôles situés au-dessus de la bande passante. Ceci peut être expliqué par la fig. 17b.

En effet les cellules réalisant des pôles supérieurs du filtre (bobines flottantes) peuvent être remplacées par une capacité négative, un circuit résonnant, et un transformateur idéal. Ce dernier sera éliminé dans le circuit final du filtre par une multiplication de tous les éléments situés à sa droite par un facteur de transformation adéquat. La fig. 17c représente une capacité négative asymétrique.

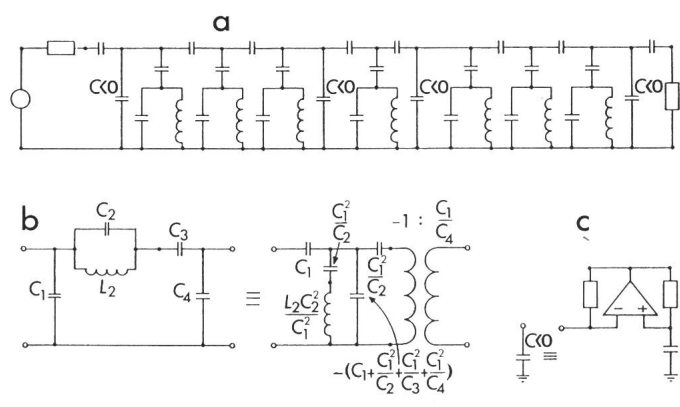


Fig. 17 Filtre *LC* passe-bande à capacités négatives

- a schéma
- b équivalence des deux quadripôles *LC*
- c principe de simulation d'une capacité négative

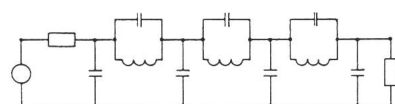


Fig. 18 Filtre *LC* passe-bas du 7^e degré

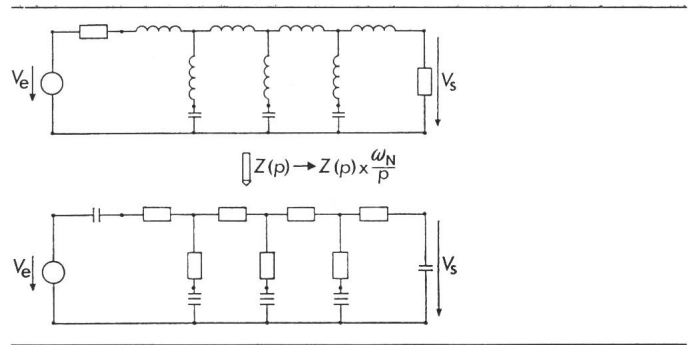


Fig. 19 Transformation de Bruton d'un filtre *LC* passe-bas en un filtre passe-bas à FDNC

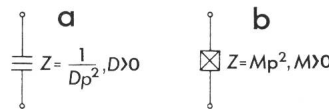


Fig. 20 Représentation d'une FDNC et d'une FDNR
a FDNC, b FDNR

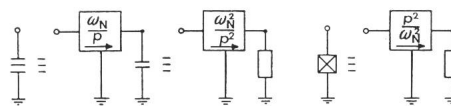


Fig. 21 Principe de réalisation des FDNC et des FDNR

Le filtre de la fig. 17a s'obtient à partir d'une synthèse directe [15]. Il s'agit d'un filtre ayant 4 pôles finis supérieurs, 3 pôles finis inférieurs, 1 pôle à l'origine et 1 pôle à l'infini. Les résultats obtenus sont satisfaisants.

Filtre passe-bas. La fig. 18 représente un filtre passe-bas de 7^e ordre avec un nombre minimal de bobines. Aucune alternative ne permet de remplacer les bobines flottantes. Ce filtre est réalisé à l'aide des gyrateurs intégrés Philips N451 [11]; les résultats obtenus sont encourageants.

4. Filtres à FDNC et FDNR

4.1 Filtres passe-bas de Bruton

En 1969, *Bruton* [18] a proposé la méthode suivante pour simuler des filtres *LC* passe-bas en *RC*-actif:

On divise toutes les impédances du dual d'un filtre *LC* passe-bas classique par la pulsation complexe p (fig. 19). Il est évident que cette transformation laisse la fonction de transfert V_s/V_e du filtre invariante. On voit apparaître des éléments avec impédances proportionnelles à $1/p^2$ qu'on appelle FDNC (frequency dependent negative conductance) (fig. 20a).

Par analogie, on peut transformer un filtre *LC* passe-haut classique en multipliant toutes les impédances par p ; le circuit ainsi obtenu contient des éléments avec impédance proportionnelle à p^2 qu'on appelle FDNR (frequency dependent negative resistance) (fig. 20b).

4.2 Réalisation des FDNR et FDNC

avec une borne à la terre (asymétriques)

La méthode est identique à celle utilisée pour simuler des bobines (§ 3.2). Pour la réalisation des FDNC, le facteur K de (7) peut prendre la valeur ω_N/p ou ω_N^2/p^2 . Pour les FDNR, K ne peut prendre que la valeur p^2/ω_N^2 . La fig. 21 montre ces différents cas. Une étude exhaustive de la stabilité et du fac-

teur de qualité des FDNR et FDNC, en fonction des connexions des entrées des AO formant le GIC et des imperfections des AO (fig. 13), fait ressortir une structure intéressante de FDNC [19] (fig. 22).

4.3 Filtrés passe-bande avec éléments actifs flottants

Le fait que les FDNC et FDNR réalisées selon 4.2 aient une borne à la terre ne constitue pas une restriction pour les filtres passe-bas (fig. 19) et passe-haut. Par contre, pour les filtres passe-bande la transformation par ω_N/p et par p/ω_N conduit à des éléments actifs flottants.

La réalisation des FDNC flottantes avec deux GIC ou avec deux OTA est semblable à celle utilisée pour simuler des bobines flottantes. La fig. 23 représente les FDNC flottantes réalisées selon ces deux cas.

La méthode utilisant deux OTA qui est actuellement à l'étude au Laboratoire d'électronique générale ne peut faire valoir son avantage sur la réalisation avec deux GIC du point de vue coût et consommation qu'avec des circuits intégrés.

4.4 Filtrés passe-bande sans éléments actifs flottants

On peut combiner le passe-bas et le passe-haut décrits sous 4.1 en un passe-bande à condition de les séparer par un GIC (fig. 24).

Si on veut utiliser un nombre minimum de GICs, on est obligé de grouper les cellules passe-bas et passe-haut. L'alternance des cellules passe-bas et passe-haut n'étant plus possible,

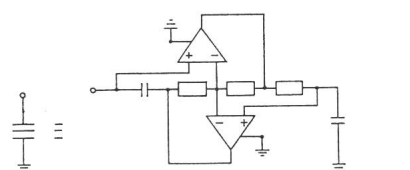


Fig. 22 Réalisation d'une FDNC avec un GIC

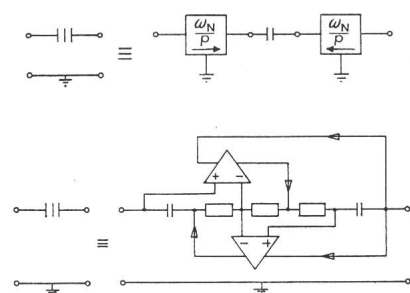


Fig. 23 Réalisation d'une FDNC flottante

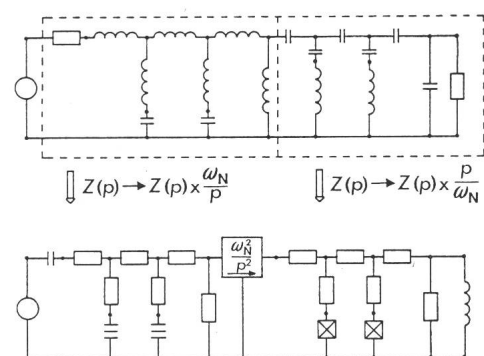


Fig. 24 Filtre passe-bande à FDNC et FDNR avec sections passe-bas et passe-haut séparées

le filtre risque de présenter un désavantage du point de vue de sa sensibilité aux variations des éléments passifs.

D'autres structures sans FDNR ni FDNC flottantes ni GIC de découplage sont actuellement à l'étude.

4.5 Evaluation provisoire

Quant à l'utilité des structures avec FDNC et FDNR pour des filtres sélectifs, on peut à présent dire ceci: la méthode est très simple, car elle s'appuie pour la synthèse sur les nombreuses connaissances déjà acquises dans le domaine des filtres LC passifs. La performance des filtres passe-bas avec FDNC est excellente à des fréquences basses (autour de 1 kHz), même supérieure à celle des filtres LC. Quant aux filtres passe-bande avec FDNC et FDNR, bien qu'il existe déjà des réalisations intéressantes à des fréquences allant jusqu'à 100 kHz, leurs performances laissent encore à désirer. Mais à notre avis, la recherche future peut les améliorer considérablement.

5. Conclusion

Il a été fait un survol des différentes méthodes utilisées dans les filtres actifs avec le but principal d'éviter l'emploi de bobines.

Le développement considérable de la technologie en micro-électronique pendant ces dernières années a été l'origine du regain d'attention porté sur les filtres RC-actifs en suscitant de nouvelles approches (gyrateurs, convertisseurs d'impédances, FDNR, FDNC ...).

Les filtres actifs ont trouvé leur place dans l'éventail des possibilités de réalisation de filtres (filtres LC, filtres mécaniques, filtres numériques, filtres à cristaux piezoélectriques ...) particulièrement en basse fréquence (< 10 kHz). Toutefois, les limites actuelles des performances des filtres actifs sont dictées avant tout par des problèmes technologiques et économiques, p.ex. le compromis entre la précision et le prix de revient des composants dans les réalisations intégrées ou hybrides, ou le compromis entre les performances et le prix de revient des amplificateurs opérationnels. Il convient donc d'être extrêmement prudent lorsqu'on choisit ou qu'on écarte une solution si on se souvient à quelle vitesse la technologie se développe. C'est la raison pour laquelle toutes les différentes approches présentées dans cet article sont étudiées et font l'objet de travaux de recherche à l'EPFL, à la Chaire de théorie des circuits et systèmes ainsi qu'au Laboratoire d'électronique générale.

Bibliographie

- [1] P.E. Fleischer and J. Tow: Design formulas for biquad active filters using three operational amplifiers. Proc. IEEE 61(1973)5, p. 662...663.
- [2] G. Hurtig: The primary resonator block technique of filter synthesis. International Filter Symposium, Santa Monica, april 15...18, 1972; p. 84.
- [3] K.R. Laker and M.S. Ghauti: Synthesis of a low-sensitivity multiloop feedback active RC filter. IEEE Trans. CAS 21(1974)2, p. 252...259.
- [4] J. Tow: Design and evaluation of shifted-companion-form active filters. Bell Syst. Techn. J. 54(1975)3, p. 545...568.
- [5] G. Szentirmai: Synthesis of multiple-feedback active filters. Bell Syst. Techn. J. 52(1973)4, p. 527...555.
- [6] D. Dubois and J.J. Neirynek: Synthesis of a leapfrog configuration equivalent to an LC-ladder filter between generalized terminations. IEEE Trans. CAS 24(1977)11, p. 590...597.
- [7] H.J. Orchard: Inductorless filters. Electronics Letters 2(1966)6, p. 224...225.
- [8] B.D.H. Tellegen: The gyrator, a new electric network element. Philips Research Report 3(1948)2, p. 81...101.
- [9] A.G.J. Holt and J. Taylor: Method of replacing ungrounded inductances by grounded gyrators. Electronic Letters 1(1965)4, p. 105.
- [10] D.F. Sheahan: Gyrator-flotation circuit. Electronics Letters 3(1967)1, p. 39...40.
- [11] N.C. Bui: Filtrés passe-bas à gyrateurs. Communications du Groupement pour l'Etude des Télécommunications de la Fondation Hasler, Berne (AGEN) - (1975)19, p. 65...73.
- [12] T.N. Rao and R.W. Newcomb: Direct-coupled gyrator suitable for integrated circuits and time-variations. Electronics Letters 2(1966)7, p. 250...251.

- [13] H.R. Trimmel and W.E. Heinlein: Fully floating chain-type gyrator circuit using operational transconductance amplifiers. IEEE Trans. CT 18(1971)6, p. 719...721.
- [14] A. Antoniou: Realisation of gyrators using operational amplifiers, and their use in RC-active-network synthesis. Proc. IEE 116(1969)11, p. 1838...1850.
- [15] H.J. Orchard and D.F. Sheahan: Inductorless bandpass filters. IEEE J. Solid-State Circuits 5(1970)3, p. 108...118.
- [16] J. Gorski-Popiel: RC-active synthesis using positive-immittance convertors. Electronics Letters 3(1967)8, p. 381...382.
- [17] R.H.S. Riordan: Simulated inductors using differential amplifiers. Electronics Letters 3(1967)2, p. 50...51.
- [18] L.T. Bruton: Network transfer functions using the concept of frequency-dependent negative resistance. IEEE Trans. CT 16(1969)3, p. 406...408.
- [19] N.C. Bui and L.T. Huynh: Réalisation de FDNR et FDNC avec des convertisseurs de courant. Communication du Groupement pour l'Etude des Télécommunications de la Fondation Hasler Berne (AGEN) –(1976)20, p. 29...38.

Adresse des auteurs

L.T. Huynh, Laboratoire d'électronique générale, M. Hasler et D. Dubois, Chaire de la théorie des circuits et des systèmes, EPFL, Chemin de Bellerive 16, 1007 Lausanne.

Le capteur accélérométrique

Par G. Vilaclara, J. Pernegr, D. Tende-Lembe et P. Veuve

531.768 : 621.317.39;

Le capteur accélérométrique est utilisé pour détecter des vibrations ou accélérations. Il en existe plusieurs types: l'accéléromètre piézoélectrique (le plus répandu), à jauge de contrainte, piézorésistif et le servo-accéléromètre (très sensible). Les principales caractéristiques d'un accéléromètre sont sa sensibilité et sa bande de fréquence. Elles déterminent son domaine d'utilisation et ses applications.

Beschleunigungsaufnehmer werden zum Nachweis von Schwingungen oder Beschleunigungen verwendet. Man unterscheidet den piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmer (am meisten verbreitet), den Aufnehmer nach dem Dehnungsmeßstreifenprinzip, den piezoresistiven Aufnehmer sowie den sehr empfindlichen Servo-Beschleunigungsaufnehmer. Die wichtigsten Merkmale sind die Empfindlichkeit und der Frequenzbereich. Diese bestimmen die Verwendungsmöglichkeiten und die Anwendungen.

Le texte qui suit est un exemple de travail d'étudiants de la section d'électricité. Il a été rédigé et présenté oralement dans un séminaire organisé dans le cadre du cours d'électrotechnique du 1^{er} semestre. Le but de tels séminaires est de stimuler la participation directe des étudiants en les entraînant à effectuer une étude personnelle sur un sujet approprié (description de dispositifs électriques ou électroniques, applications techniques de l'électricité).

Ce travail implique la recherche d'une documentation adéquate, la rédaction d'un texte de quelques pages, dans un style de vulgarisation scientifique et une courte présentation orale et bien illustrée devant un auditoire d'étudiants et d'enseignants. Prof. F. de Coulon

1. Introduction

Des vibrations mécaniques apparaissent dans toutes les machines et dans tous les mécanismes. En général, elles ont une influence nuisible, c'est pourquoi on cherche à les diminuer au maximum; il faut donc, en premier lieu, les mesurer.

L'appareil le plus répandu permettant de détecter des vibrations est le capteur accélérométrique. Il en existe différents types, le plus utilisé étant l'accéléromètre piézoélectrique, dont on exposera le principe de fonctionnement et certaines applications. Les autres types, moins courants, seront traités plus brièvement.

Chaque accéléromètre est constitué d'une masse sismique m opposant son inertie à toute accélération. Cette masse est reliée à la structure subissant l'accélération par un système élastique (de raideur k). Dans le cas de la figure 1, c'est un ressort dont on peut mesurer la déformation.

2. L'accéléromètre piézoélectrique [1] ¹⁾

Cet accéléromètre a de nombreux avantages: il n'a pas besoin d'alimentation (auto-générateur), est relativement robuste et compact, permet de mesurer sur une large bande de fréquences, est bon marché, facile à calibrer, peu sensible aux variations du milieu (température, excitation acoustique, champs magnétiques, radiations) ainsi que de faible poids et de dimensions réduites (peu d'influence sur la structure à mesurer).

Un accéléromètre piézoélectrique (fig. 2) est un transducteur électromécanique qui donne, à sa sortie, un signal élec-

trique proportionnel à l'accélération à laquelle il a été soumis. L'élément piézoélectrique produit un signal électrique proportionnel (dans une certaine gamme de fréquences) à la déformation que lui fait subir une force F , développée par la masse sismique. Cet élément peut être déformé de plusieurs manières: par cisaillement, par compression, par traction, correspondant à des constructions d'accéléromètres différentes, la compression étant la plus fréquemment utilisée (fig. 3).

Lorsque le capteur piézoélectrique est soumis à une accélération, la masse m fait subir une force F à l'élément piézoélectrique, qui se déforme (variation d'épaisseur), générant des charges à ses bornes. On peut mesurer soit la charge, soit la différence de potentiel et en déduire directement l'accélération.

La matière piézoélectrique est une matière générant des charges électriques lorsqu'elle est sollicitée mécaniquement. C'est une propriété naturelle de certaines matières telles que le sel de Rochelle et le quartz. Ces cristaux naturels sont maintenant remplacés par des céramiques ferroélectriques polarisées dont le principal avantage est que leurs propriétés piézoélectriques (sensibilité) et mécaniques peuvent être contrôlées et modifiées durant la fabrication par de petits changements de leur composition.

Les propriétés importantes des matières piézoélectriques pour l'utilisation dans la construction d'accéléromètres sont les suivantes:

- La constante piézoélectrique d , (équivalente de sensibilité) exprime la charge générée q par unité de force appliquée $d = q/F$.
- La constante d'élasticité k . L'élément piézoélectrique se comportant comme un ressort, k fixe la fréquence de résonance de l'accéléromètre.
- La constante diélectrique ϵ détermine la capacité interne. Plus cette capacité est grande, plus la limite inférieure de fréquence de l'accéléromètre est basse. Celle-ci doit évidemment être la plus basse possible, car la gamme de fréquences de l'accéléromètre s'en trouve élargie.
- La résistance interne doit être aussi grande que possible: diminution de perte de charge, extension de la gamme de fréquences.
- Le point Curie est la température à laquelle les propriétés piézoélectriques des cristaux artificiels vont être modifiées ou perdues. Il se situe entre 120 °C et plus de 500 °C suivant les matières; pour le quartz, il est de 300 °C.

¹⁾ Voir la bibliographie à la fin de l'article.