

Accordabilité d'inverseurs d'impédance chargés de capacités à position variable

Pedro Rynkiewicz, Anne-Laure Franc, Gaëtan Prigent

► **To cite this version:**

Pedro Rynkiewicz, Anne-Laure Franc, Gaëtan Prigent. Accordabilité d'inverseurs d'impédance chargés de capacités à position variable. Journées Nationales Microondes (JNM 2019), May 2019, Caen, France. hal-02309818

HAL Id: hal-02309818

<https://hal.laas.fr/hal-02309818>

Submitted on 9 Oct 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Accordabilité d'inverseurs d'impédance chargés de capacités à position variable

Pedro Rynkiewicz¹, Anne-Laure Franc¹, Gaëtan Prigent²

¹LAPLACE, Université de Toulouse, CNRS, Toulouse, France

²LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, Toulouse, France
anne-laure.franc@laplace.univ-tlse.fr

Résumé – Ce travail présente une topologie pour répondre à la demande d'inverseurs d'impédance quart d'onde accordables. La solution proposée réside en une ligne de propagation chargée par des capacités dont la position est variable. La théorie associée est exposée et aboutit à la possibilité de réaliser un inverseur quart d'onde fonctionnant à deux fréquences différentes et avec deux impédances caractéristiques pouvant être optimisées grâce au degré de liberté apporté par le choix de la position des capacités.

1. Introduction

Avec la multiplicité des standards de communication, les émetteurs-récepteurs des systèmes de télécommunication grand public comportent de nombreux circuits électroniques. Nombre d'entre eux présentent les mêmes fonctions et diffèrent uniquement par leur fréquence de fonctionnement ou leur largeur de bande [1]. Ainsi, une solution pour limiter l'encombrement et le coût des systèmes de télécommunication est l'introduction de circuits accordables afin de remplacer plusieurs circuits analogues par une même fonction dont les propriétés sont contrôlables.

Par ailleurs, la forte congestion du spectre électromagnétique couplée à une demande de débit de plus en plus importante, conduit à une montée en fréquence des systèmes avec notamment l'arrivée prochaine de la 5G [2].

L'élément de base de conception de circuits à ces fréquences millimétriques est la ligne de propagation. Il est alors important de disposer de lignes dont les propriétés électriques (impédance caractéristique et longueur électrique) peuvent être modifiées.

Si de nombreux travaux se sont penchés sur la modification de la longueur électrique de la ligne [3], peu de résultats sont disponibles sur la variation d'impédance caractéristique. La solution proposée dans ce travail consiste à déplacer des capacités le long de la ligne de propagation afin de modifier l'impédance équivalente sans affecter la longueur électrique. Sans que le sujet ne soit traité au niveau de la ligne de

propagation, le déplacement d'un varactor en série a été introduit dans [4] afin de réaliser un résonateur accordable en fréquence centrale et en bande passante.

2. Chargement capacitif à position variable

2.a. Topologie

Dans cette partie, une ligne de propagation d'impédance caractéristique Z_c est chargée de manière symétrique par deux capacités dont la position P est variable, Figure 1.

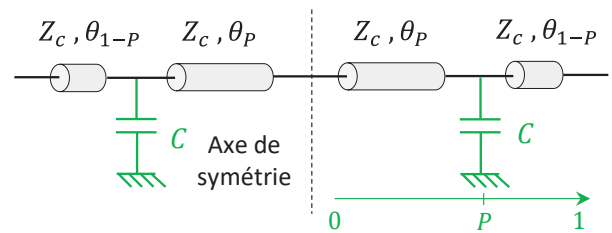


Figure 1. Topologie de la ligne chargée de capacités à position variable.

Lorsque P vaut 0, les deux capacités se superposent au centre de la ligne et lorsque $P=1$, elles sont disposées à chaque extrémité. Cette variation de position est modélisée par des longueurs électriques de ligne dépendant de P selon les équations (1) et (2) où $\theta_1 = 2\theta_{1-P} + 2\theta_P$ est la longueur électrique de la ligne de propagation non chargée.

$$\theta_{1-P} = (1 - P) \cdot \frac{\theta_1}{2} \quad (1)$$

$$\theta_P = P \cdot \frac{\theta_1}{2} \quad (2)$$

2.b. Mise en cascade dans le cas général

Cette ligne correspondant à la mise en cascade de lignes de propagation et de capacités parallèles, sa matrice chaîne équivalente $ABCD_{\text{eq}}$ est obtenue en multipliant les matrices chaînes des différents éléments. A une fréquence f_2 donnée et dans le cas sans pertes, cette matrice est alors déterminée par (3), (4) et (5) avec C_N la capacité normalisée telle que $C_N = 2\pi f_2 C Z_c$.

$$A_{\text{eq}} = D_{\text{eq}} = \cos \theta_1 - C_N \sin \theta_1 + \frac{C_N^2 \sin 2\theta_{1-P} \sin 2\theta_P}{2} \quad (3)$$

$$B_{\text{eq}} = jZ_c \left[\sin(\theta_1) + C_N (\cos(\theta_1) - \cos 2\theta_P) + \frac{C_N^2 \sin 2\theta_P \sin^2 \theta_{1-P}}{2} \right] \quad (4)$$

$$C_{\acute{e}q} = \frac{j}{Z_c} \left[\sin(\theta_1) + C_N(\cos(\theta_1) + \cos 2\theta_p) - \frac{C_N^2 \sin 2\theta_p \cos^2 \theta_{1-p}}{2} \right] \quad (5)$$

$$C_N = \frac{\sin \theta_1 - \cos \theta_1 \sqrt{2 \sin^2 P \theta_1 + \tan^2 \theta_1 - \sin(2P\theta_1)} \tan \theta_1}{\sin \theta_1 \sin P\theta_1 \cos P\theta_1 - \cos \theta_1 \sin^2(P\theta_1)} \quad (7)$$

$$a = \frac{\sin 2\theta_{1-p} \sin 2\theta_p}{2} + \frac{C_m 2\pi f_2 Z_c}{8} \{ \sin \theta_1 + \sin[\theta_1(1 - 2P)] - 2 \sin 2\theta_{1-p} \} \quad (11)$$

A partir de la matrice chaîne, les propriétés électriques équivalentes de la ligne chargée peuvent être obtenues à tout point de fréquence f_2 .

2.c. Application aux inverseurs d'impédance

Afin de se concentrer sur l'application d'un inverseur quart d'onde accordable, les fréquences f_1 et f_2 (inférieure à f_1) sont choisies comme deux fréquences de fonctionnement pour lesquelles la ligne devra présenter une longueur électrique de $\lambda/4$. L'état non chargé est défini tel que θ_1 vaut 90° à la fréquence f_1 . Et la longueur électrique équivalente de l'état chargé devra vérifier $\theta_{\acute{e}q} = \theta_2 = 90^\circ$ à f_2 , soit une matrice chaîne de la forme (6), toujours dans le cas sans pertes.

$$(ABCD_{\acute{e}q}) = \begin{pmatrix} A_{\acute{e}q} & B_{\acute{e}q} \\ C_{\acute{e}q} & D_{\acute{e}q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_{\acute{e}q} \\ jY_{\acute{e}q} & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

La détermination de la valeur de capacité nécessaire pour atteindre 90° à f_2 , nécessite de résoudre $A_{\acute{e}q} = 0$. Ce calcul conduit à une équation du second degré en C_N et présente donc deux racines. La solution retenue est (7) car celle-ci s'annule pour $\theta_2 = 90^\circ$ à f_1 . Cela signifie qu'aucune capacité n'est nécessaire pour retrouver un comportement inverseur d'impédance à f_1 , la topologie est alors simplement celle de la ligne non chargée.

Finalement, l'impédance équivalente peut être calculée à partir de la matrice chaîne en appliquant la relation suivante :

$$Z_{\acute{e}q} = \sqrt{\frac{B_{\acute{e}q}}{C_{\acute{e}q}}} \quad (8)$$

2.d. Résultats

La figure 3 présente la variation de l'impédance équivalente en fonction de la position P des capacités. La ligne de propagation non chargée est quart d'onde à 100 GHz et présente une impédance caractéristique de 50Ω . Pour l'état chargé, trois fréquences f_2 différentes sont envisagées. Suivant leur position P , la valeur des capacités, régie par (7), est modifiée pour assurer un déphasage de 90° à f_2 .

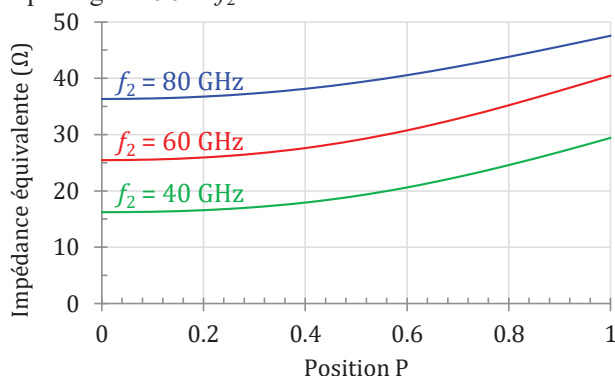


Figure 2. Calcul de l'impédance équivalente en fonction de P pour différentes fréquences f_2 .

Dans le cas $f_2 = 40$ GHz, la ligne se comporte alors comme un inverseur quart d'onde qui fonctionne à 100 GHz avec une impédance caractéristique de 50Ω mais également à 40 GHz avec une impédance caractéristique que le concepteur peut fixer entre 16Ω et $29,5 \Omega$.

Cette variation continue de l'impédance caractéristique équivalente pour un déphasage fixé à 90° permet de nouvelles perspectives quant à la réalisation de circuits accordables notamment pour des applications d'adaptation d'impédance et de filtrage.

3. Ligne miniaturisée

Dans cette partie, la ligne considérée est constituée d'une capacité supplémentaire nommée capacité de miniaturisation, C_m , positionnée en son centre (Figure 3). Celle-ci permet d'élever la valeur de l'impédance caractéristique Z_c en cas de limitation technologique mais aussi de choisir la longueur physique de l'inverseur sans modifier sa longueur électrique.

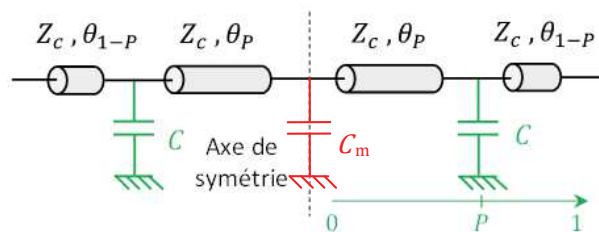


Figure 3. Ligne de propagation comportant une capacité de miniaturisation et deux capacités à position variable.

En considérant que la capacité de miniaturisation est fixée et que l'inverseur présente 90° à la fréquence haute f_1 , la longueur $\theta_1 = 2\theta_{1-p} + 2\theta_p$ est déterminée selon (9).

$$\theta_1 = \arctan \frac{1}{\pi f_1 C_m Z_c} \quad (9)$$

La même démarche est alors appliquée pour déterminer la valeur de la capacité normalisée C_N ($C_N = 2\pi f_2 C Z_c$) :

$$C_N = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (10)$$

avec les variables a , b et c définies selon les expressions (11) à (13).

$$b = -\sin \theta_1 - \frac{C_m 2\pi f_2 Z_c}{2} (\cos \theta_1 - \cos 2\theta_{1-p}) \quad (12)$$

$$c = \cos \theta_1 - \frac{C_m 2\pi f_2 Z_c}{2} \sin \theta_1 \quad (13)$$

La figure 4 présente l'impédance équivalente pour une ligne d'impédance caractéristique 50Ω chargée en son centre par une capacité de miniaturisation C_m de 30 fF. Comme précédemment, la ligne est quart d'onde à 100 GHz et les capacités C ont été calculées à l'aide des

équations (10) à (13) pour assurer un comportement quart d'onde à différentes fréquences f_2 . Une variation continue de l'impédance caractéristique est également obtenue. Pour $f_2 = 40$ GHz, celle-ci varie entre 11,5 Ω et 21 Ω .

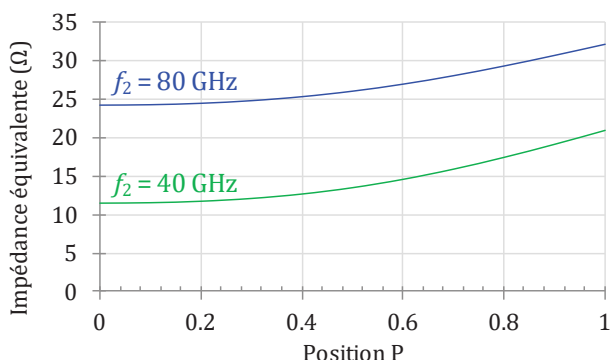


Figure 4. Impédance équivalente en fonction de P pour différentes fréquences f_2 et une capacité de miniaturisation C_m de 30 fF.

4. Conclusion

Cet article présente la théorie pour réaliser des inverseurs d'impédance accordables. La ligne est dimensionnée pour avoir l'impédance caractéristique souhaitée Z_c et un comportement $\lambda/4$ à une première fréquence de fonctionnement f_1 . Le principe d'accord repose alors sur le chargement capacitif à position

variable qui permet, à une seconde fréquence d'intérêt f_2 , de contrôler l'impédance caractéristique de la ligne tout en assurant un déphasage de 90° .

La mise en œuvre technologique de cet inverseur nécessite l'introduction d'éléments de commutation afin de connecter ou non les capacités.

Références

- [1] G. M. Rebeiz, K. Entesari, I. C. Reines, S.-J. Park, M. A. Eltanani, A. Grichener, and R. Brown, "Tuning in to RF MEMS," *IEEE Microwave magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 55-72, October 2009.
- [2] M. J. Marcus, "5G and "IMT for 2020 and beyond" [Spectrum Policy and Regulatory Issues]," *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 4, pp. 2-3, August 2015.
- [3] H. Issa, J. Duchamp, S. Abou-Chahine and P. Ferrari, "Loaded miniature transmission lines compatible with low cost substrates: Q-factor improvement," *40th European Microwave Conference*, Paris, November 2010, pp. 1218-1221.
- [4] D. Lu, X. Tang, N. S. Barker and Y. Feng, "Single-Band and Switchable Dual-/Single-Band Tunable BPFs With Predefined Tuning Range, Bandwidth, and Selectivity," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 3, pp. 1215-1227, March 2018.