



HAL
open science

Transformateur impédance ultra compact basé sur une inductance équivalente contrôlée en tension

A. Jrad, Anne-Laure Perrier, Rafi Bourtoutian, Jean-Marc Duchamp,
Philippe Ferrari

► To cite this version:

A. Jrad, Anne-Laure Perrier, Rafi Bourtoutian, Jean-Marc Duchamp, Philippe Ferrari. Transformateur impédance ultra compact basé sur une inductance équivalente contrôlée en tension. 14èmes Journées Nationales Microondes, May 2005, Nantes, France. hal-01984046

HAL Id: hal-01984046

<https://hal.science/hal-01984046v1>

Submitted on 6 Sep 2024

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.

TRANSFORMATEUR D'IMPÉDANCE ULTRA COMPACT BASÉ SUR UNE INDUCTANCE ÉQUIVALENTE CONTROLÉE EN TENSION

A. JRAD¹, A.-L. PERRIER², R. BOURTOUTIAN³, J.-M. DUCHAMP², P. FERRARI³

¹ LPA, Université Libanaise, Faculté des Sciences section III, Tripoli, Liban

² LAHC, Université de Savoie, Bâtiment Le Chablais, 73376 Le Bourget-du-lac Cedex, France

³ IMEP, UMR 5130 CNRS – INPG, UJF, BP 257, 38016 Grenoble Cedex 1, France

Résumé :

Une nouvelle topologie ultra compacte d'un transformateur d'impédance micro-onde est proposée. Il consiste en un circuit classique *CLC* en π où l'inductance variable équivalente L est réalisée à l'aide d'un tronçon de ligne haute impédance en série avec une inductance fixe et une diode Schottky polarisée en inverse jouant le rôle de varactor. Un prototype basé sur une technologie hybride a été réalisé pour une fréquence de fonctionnement de 900 MHz. La longueur de ce transformateur est égale à $0,06\lambda$. Des impédances de charge allant de $16,5 \Omega$ à 280Ω peuvent être adaptées avec comme critère $|S_{11}| < -20$ dB. Pour une impédance de charge de 50Ω , une bande passante de $\pm 36 \%$ est obtenue autour de 900 MHz pour le même critère sur le module de S_{11} .

I. Introduction

Les transformateurs d'impédance constituent des systèmes largement utilisés dans le domaine des micro-ondes : adaptation des amplificateurs, filtres, diviseurs de puissance,..... Réaliser des transformateurs d'impédance accordables offre de nombreuses possibilités ; on peut citer le réglage, par commande en tension, du circuit d'adaptation d'amplificateurs en MMIC après réalisation lorsque le modèle des transistors est mal connu ou que les parasites ont mal été pris en compte à la conception, ou lorsque l'on souhaite modifier la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur. On peut également envisager des diviseurs de puissance accordables, en fréquence ou en répartition de puissance, basés sur des transformateurs d'impédance accordables.

Sinsky et Westgate ont présenté une topologie basée sur un circuit *CLC* (condensateur – inductance – condensateur) en π dans lequel l'inductance, qui doit être commandable au même titre que la capacité des condensateurs, est remplacée par un condensateur de capacité variable connecté à travers deux lignes $\frac{1}{4}$ d'onde [1]. Les capacités variables sont réalisées à l'aide de diodes Schottky polarisées en inverse, jouant le rôle de varactors. Outre le fait d'être bande étroite, cette structure est longue ($\lambda/2$) et engendre ainsi de fortes pertes et une surface utilisée importante pour une version monolithique. Dans [2], nous avons présenté une topologie originale présentant l'avantage d'être plus courte (inférieure à $\lambda/3$) et ne nécessitant que deux capacités variables, permettant de réaliser un transformateur d'impédance complexe.

Dans cet article, nous proposons une nouvelle topologie issue de [1] et basée sur un circuit *CLC*. L'originalité de notre structure repose sur le principe de réalisation de l'inductance variable. Celle-ci est réalisée à l'aide d'une inductance fixe et d'une ligne de propagation courte en série avec un varactor C' . Nos premières conceptions ont montré qu'un tronçon de ligne de longueur inférieure à $\lambda/10$ était toujours suffisant. Cette approche permet ainsi d'obtenir des transformateurs dont la longueur est toujours inférieure à $\lambda/10$, avec une bande passante limitée uniquement par la qualité des varactors utilisés : variation de la capacité, éléments parasites.

II. Principe de conception

La figure 1 présente le schéma électrique équivalent du transformateur accordable compact présenté dans ce papier. Les condensateurs correspondent à des varactors réalisés à l'aide de diodes Schottky polarisées en inverse. Par souci de simplification, nous n'avons pas représenté les éléments parasites des varactors.

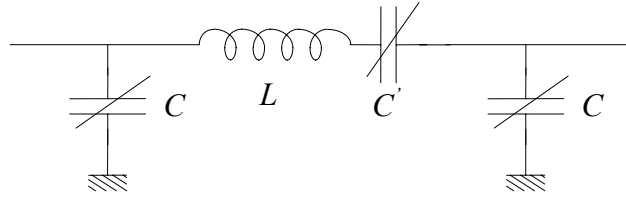


Figure 1 : Schéma électrique équivalent du transformateur accordable compact.

Si l'on écrit l'impédance équivalente du circuit LC' , on obtient :

$$\bar{Z} = \frac{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right]}{jC'\omega} \quad (1)$$

avec $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$: pulsation de résonance.

Lorsque la condition sur la pulsation $\omega > \omega_c$ est réalisée, l'impédance \bar{Z} représente une inductance équivalente :

$$L_{eq} = \frac{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 - 1 \right]}{(C'\omega^2)} \quad (2)$$

Cette inductance est commandable en tension à travers le varactor C' . On peut donc dire que cette technique simple permet de fabriquer indirectement une inductance commandée en tension, au même titre qu'un varactor. Les équations de fonctionnement du transformateur d'impédance sont données dans la référence [1]. Dans notre papier, l'inductance est remplacée par l'inductance variable équivalente. Si le transformateur d'impédance est chargé par une impédance Z_l , alors l'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_{in} = \left(\frac{L_{eq}}{C} \right) \frac{1}{Z_l}, \quad (3)$$

et la pulsation de fonctionnement est égale à :

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}}. \quad (4)$$

A partir des équations (3) et (4), on peut exprimer la capacité et l'inductance :

$$L_{eq} = \frac{\sqrt{Z_l Z_{in}}}{\omega_f} \text{ et } C = \frac{1}{\omega_f \sqrt{Z_l Z_{in}}}. \quad (5)$$

Pour la conception, on choisit le point de fonctionnement pour $Z_l = 50 \Omega$, ce qui permet d'adapter des charges situées autour de 50Ω .

III. Réalisation et résultats

La conception a été effectuée sous ANSOFT Designer [3]. Une procédure d'optimisation « circuit », basée sur la minimisation de $|S_{11}|$ afin de garantir une bonne adaptation, permet de déterminer la longueur de la ligne haute impédance en série avec l'inductance série fixe L , et de choisir les diodes. Pour valider notre approche, nous avons réalisé un transformateur d'impédance prototype, optimisé pour une gamme de fréquence GSM : 890 MHz- 960 MHz. Nous avons utilisé des diodes MACOM (MA46H071). Les caractéristiques de ces diodes sont les suivantes : capacité pour une tension de polarisation nulle $C_{j0} = C_{max} = 2,45 \text{ pF}$ ($C_{max} / C_{min} = 7$), résistance série $R_s = 0,4 \Omega$, inductance

série parasite 1,3 nH et capacité de boîtier 0,13 pF. Compte tenu de la technologie CPW utilisée, deux paires de diodes sont nécessaires afin de réaliser les deux capacités parallèles variables. Le substrat utilisé est le Rogers RO4003 ($\epsilon_r = 3,36$, $h = 813 \mu\text{m}$ et $tg\delta = 0,0015$). Les caractéristiques de la ligne haute impédance sont les suivantes : impédance caractéristique $Z_C = 102 \Omega$, longueur $d = \lambda/16$, ruban central $W = 3,27 \text{ mm}$ et gap $S = 2 \text{ mm}$. Les diodes utilisées sont toutes identiques mais elles sont polarisées par deux tensions différentes V_1 et V_2 . La tension de polarisation V_2 est amenée par le dessus du ruban central. La figure 2 décrit la topologie du transformateur d'impédance réalisé. C_s est une capacité de découplage de 1 nF, nécessaire pour séparer les deux polarisations.

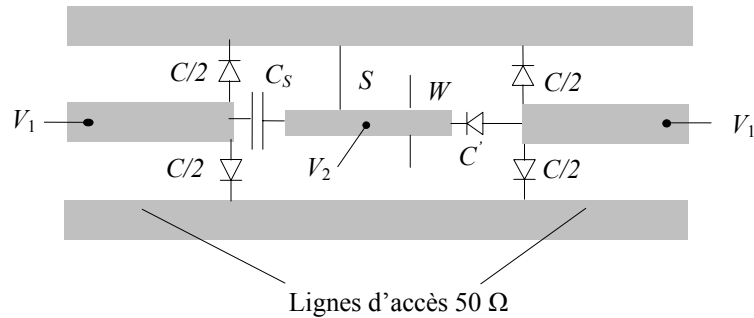


Figure 2 : Topologie du transformateur d'impédance accordable réalisé.

Deux séries de mesures ont été effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel (ANRITSU Wiltron 360) après une procédure de calibrage TRL. La première série de mesures est effectuée pour une impédance de charge nominale 50Ω , la seconde pour les impédances de charge extrêmes $16,5 \Omega$ et 280Ω . La figure 3 montre les résultats de mesures pour une impédance de charge de 50Ω .

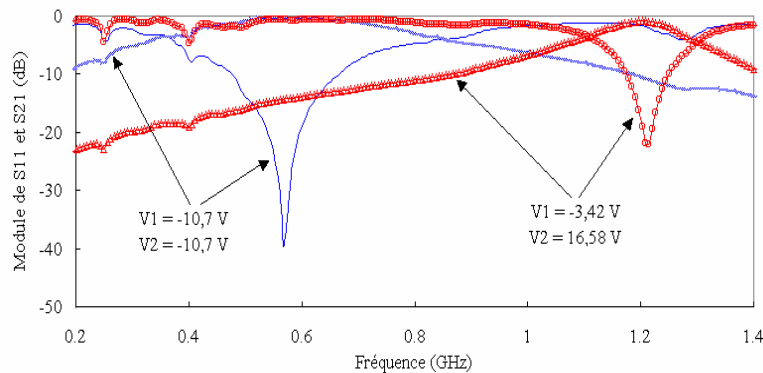


Figure 3 : Résultats de mesures pour une impédance de charge 50Ω . Module de S_{21} (trait gras) et module de S_{11} (trait fin).

Les mesures montrent une excellente adaptation d'impédance ($|S_{11}| < -20 \text{ dB}$) sur une plage de fréquence allant de 570 MHz à 1230 MHz, soit $\pm 36\%$ autour de 900 MHz. Les pertes d'insertion restent toujours inférieures à 1 dB. Ces résultats sont en bon accord avec ceux de simulations (figure 4). On constate qu'il y a un certain décalage entre les valeurs obtenues par simulations et celles obtenues par mesures. Ce décalage est dû à une mauvaise prise en compte des éléments parasites des diodes utilisées.

La figure 5 montre les résultats de mesures pour une fréquence de fonctionnement fixe de 900 MHz et pour une impédance de charge variable.

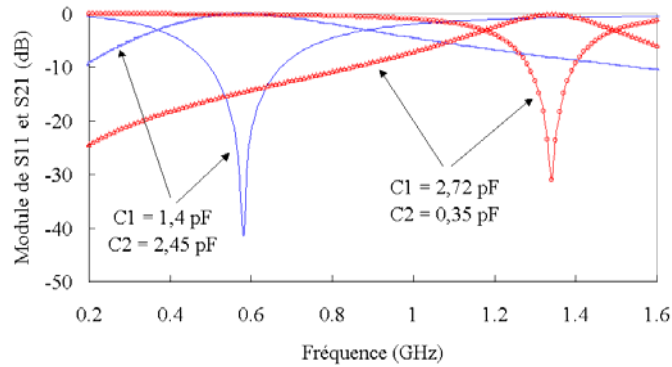


Figure 4 : Résultats de simulations pour une impédance de charge 50 Ω . Module de S_{21} (trait gras) et module de S_{11} (trait fin).

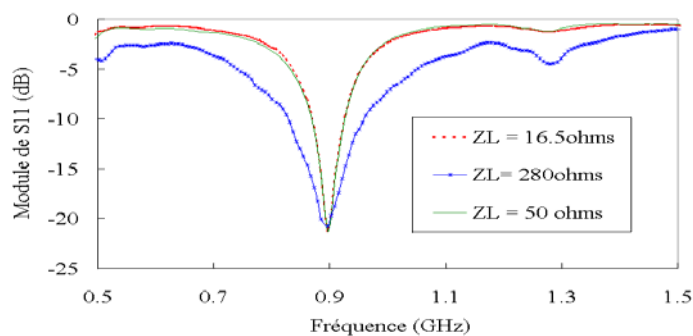


Figure 5 : Module de S_{11} à l'entrée du transformateur pour les impédances de charge extrêmes 16,5 Ω et 280 Ω à une fréquence de fonctionnement de 900 MHz.

Les impédances de charge de 16,5 Ω et 280 Ω (c'est à dire 33 % à 560 % de 50 Ω) constituent les impédances extrêmes que l'on peut adapter avec comme critère $|S_{11}| < -20$ dB. En dehors de la plage d'impédances 16,5 Ω à 280 Ω , l'adaptation n'est plus possible. Cette limitation est principalement liée aux éléments parasites des diodes.

IV. Conclusion

Un transformateur d'impédance micro-onde ultra compact basé sur le principe d'une inductance équivalente variable a été réalisé et testé. La fréquence de fonctionnement de ce prototype est de 900 MHz et sa longueur est égale à 6% de la longueur d'onde λ . L'accord entre simulations et mesures, que l'on peut voir pour une impédance de charge nominale 50 Ω , est bon. Les mesures montrent une excellente adaptation d'impédance ($|S_{11}| < -20$ dB) sur une plage de fréquence de ± 36 % autour de 900 MHz (pour une impédance de charge fixe de 50 Ω) et sur des impédances de charge allant de 16,5 Ω à 280 Ω (pour une fréquence de fonctionnement fixe de 900 MHz). Les pertes d'insertion restent toujours inférieures à 1 dB. Ces résultats sont très encourageants et permettent d'envisager très prochainement des versions MMIC de ces dispositifs.

V. Bibliographie

- [1] J.H. Sinsky, and C.R. Westgate, "Design of an electronically tunable microwave impedance transformer", IEEE International Microwave Symposium Digest, MTT-S, Vol. 2, pp. 647-650, June 1997.
- [2] A.-L. Perrier, P. Ferrari, J.-M. Duchamp, and D. Vincent, "A Varactor Tunable Complex Impedance Transformer", 34th European Microwave Conference, EuMC'04, Amsterdam (GB), Oct. 25-27, 2004.
- [3] ANSOFT Designer, ANSOFT Corporate, 225 West Station Square Drive Suite 200, Pittsburgh, PA 15219, USA.