

Fig. 1-12 – Image (a) d'oscillateurs contrôlés en tension et front end IEEE 802.15.4 intégrés en technologie CMOS

4. Modélisation des composants passifs

Le développement de modèles électriques de composants passifs est indispensable pour la conception de RFICs (Radio Frequency Integrated Circuits). En effet, de nombreuses approches existent pour simuler le comportement des passifs afin d'interpréter d'une part les différents phénomènes électriques et électromagnétiques, et d'autre part d'utiliser les modèles pour la conception de circuits. La modélisation des passifs peut être effectuée à partir de modèles distribués ou localisés, soit dans le but de prédire la réponse du composant avant réalisation et caractérisation électrique, soit pour permettre d'interpréter les phénomènes physiques sous jacent à cette même réponse électrique.

Nous avons fait le choix dans notre étude d'étudier et développer des modèles localisés de composants passifs. En effet, pour la conception de RFICs, soit pour des fréquences inférieures à la dizaine de GHz, ceux-ci sont les plus adaptés pour l'interprétation physique des phénomènes électromagnétiques présents dans le composant. De plus, par souci de simplicité de la représentation des composants qui facilite l'implantation des modèles pour la conception de dispositifs radio, nous avons fait le choix de nous focaliser sur des approches analytiques et linéaires. Sachant que la sélection d'un modèle donné est toujours un compromis entre complexité et précision, notre choix de simplicité se justifie par l'existence de simulateurs électromagnétiques permettant de prédire ou reproduire la réponse en fréquence des passifs avec une très grande précision. Aussi l'utilisation de modèles compacts et analytiques prend tout son intérêt pour estimer simplement et rapidement les performances d'un composant avant d'entreprendre soit une modélisation électromagnétique, soit des caractérisations électriques qui restent incontournables pour la conception d'un dispositif radio.

Les modèles localisés de composants passifs sont construits à partir de deux principaux types de quadripôles basés sur le réseau en T ^[11], et en π ^[12] (Fig. 1-13).

A partir de ces quadripôles, des modèles équivalents pour chacune des admittances sont définis en fonction du composant considéré et de la technologie de réalisation. Deux approches distinctes coexistent pour la modélisation des composants passifs.

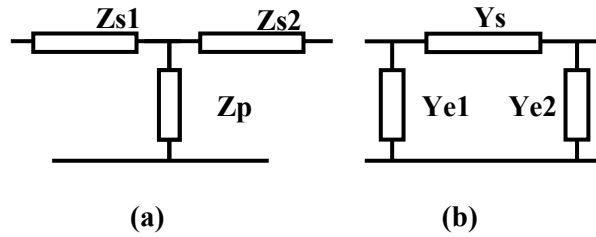


Fig. 1-13 – (a) Réseau en T, (b) simple- π

La première approche consiste en la définition de modèles dans le but de reproduire des données mesurées. Les modèles définis sont des modèles qui reconstituent la réponse du composant et sont construits avec une méthode d'extraction de paramètres associée. La seconde approche est prédictive, c'est-à-dire que l'objectif est d'anticiper la réponse fréquentielle du composant à partir de la définition de sa géométrie et de la considération des propriétés et des paramètres de la technologie considérée, cette dernière permet la définition de modèles dit d' « échelles ».

4.1 Modèles reproductifs (extraction de paramètres)

Dans cette section nous allons présenter quelques modèles de composants passifs intégrés basés sur les réseaux de la Fig. 1-13 et les méthodes d'extraction de paramètres qui leurs sont relatives. Plusieurs méthodes d'extraction de paramètres peuvent être utilisées pour extraire les valeurs des éléments d'un même modèle. En effet, celles-ci peuvent être basées sur des méthodes d'optimisation, ou sur des équations analytiques déduites de modèles circuits, à partir desquelles les valeurs des paramètres électriques sont extraites par interpolation ou simple calcul. Nous nous attacherons dans cette section à présenter les méthodes analytiques d'extraction de paramètres, car elles ont l'avantage, d'une part, d'être généralement plus efficaces et, d'autre part, d'aboutir à des valeurs de paramètres déduits plus cohérentes pour une interprétation physique.

4.1.1 *Modèles en π – Application au cas d'une inductance spirale et d'un condensateur MIM*

Les modèles simple- π suivants (Fig. 1-14) représentent des inductances et condensateurs intégrés en technologie CMOS. A partir d'une mesure des paramètres $[S]$ du composant, les admittances Y_s , Y_{e1} et Y_{e2} sont dissociées afin d'être traitées de façon indépendante. Leurs parties réelles et imaginaires sont alors exprimées en fonction des paramètres électriques qui les composent, et enfin, à partir de la réponse mesurée et des équations relatives, les valeurs des paramètres électriques sont extraites.

La matrice $[Y]$ des quadripôles en π de la Fig. 1-13b s'écrit :

$$Y_{\pi}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{11}^{\pi}(\omega) & Y_{12}^{\pi}(\omega) \\ Y_{21}^{\pi}(\omega) & Y_{22}^{\pi}(\omega) \end{bmatrix} \quad (1-34)$$

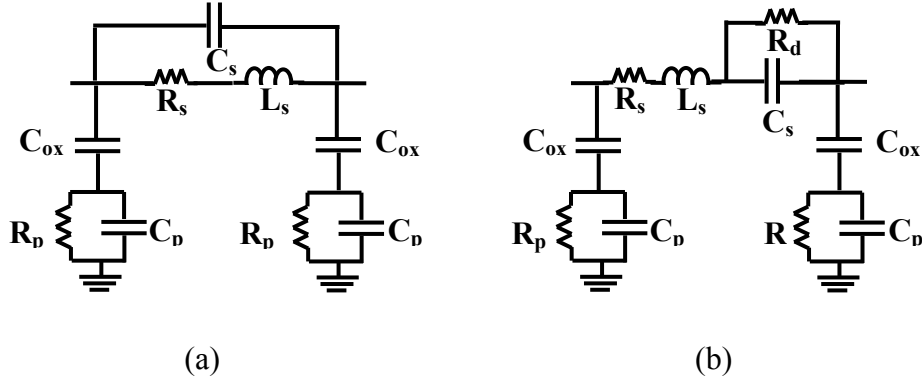


Fig. 1-14 - Modèle en π (a) d'inductances et (b) condensateurs intégrés en technologie CMOS

A partir d'une mesure de paramètres [S], les éléments de la matrice admittance se déduisent par :

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= Y_0 \cdot \frac{(1 + S_{22})(1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Y_{12} &= Y_0 \cdot \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Y_{21} &= Y_0 \cdot \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Y_{22} &= Y_0 \cdot \frac{(1 - S_{22})(1 + S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}
 \end{aligned} \tag{1-35}$$

Ainsi, les admittances du réseau peuvent s'exprimer en fonction des paramètres [Y] mesurés :

$$\begin{aligned}
 Y_s &= Y_{12}^\pi \\
 Y_{e1} &= Y_{11}^\pi + Y_{12}^\pi \\
 Y_{e2} &= Y_{22}^\pi + Y_{21}^\pi
 \end{aligned} \tag{1-36}$$

Les admittances parallèles et l'admittance série $Y_s(\omega)$ sont maintenant dissociées. Pour simplifier, nous considérons ici le quadripôle comme symétrique ($Y_{e1}(\omega) = Y_{e2}(\omega) = Y_e(\omega)$), car les équations pour l'extraction des éléments des admittances parallèles sont similaires. Dans la mesure où celles-ci sont différentes, l'extraction s'effectue à partir de l'admittance Y_{e1} pour l'entrée du composant et à partir de l'admittance Y_{e2} pour la sortie. A partir des modèles électriques d'inductances et condensateurs en technologie CMOS représentés sur la Fig. 1-14, les parties réelles et imaginaires de l'admittance parallèle Y_e s'écrivent ^[13]:

$$\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Y_e(\omega)}\right) = \operatorname{Re}(Z_e(\omega)) = \frac{R_p}{1 + (\omega R_p C_p)^2} \tag{1-37}$$

$$\operatorname{Im}\left(\frac{1}{Y_e(\omega)}\right) = \operatorname{Im}(Z_e(\omega)) = -\frac{1}{\omega C_{ox}} - \frac{\omega C_p R_p^2}{1 + (\omega R_p C_p)^2} \tag{1-38}$$

Les paramètres R_p , C_p et C_{ox} de l'admittance parallèle Y_e similaires ici pour des condensateurs et des inductances intégrés se déduisent des mesures selon les équations suivantes :

$$C_{ox} = -\frac{1}{\omega \operatorname{Im}(Z_e(\omega))} \Big|_{\omega \rightarrow 0} \tag{1-39}$$

$$R_p = \text{Re}(Z_e(\omega)) \Big|_{\omega \rightarrow 0} \quad (1-40)$$

$$C_p = \frac{\text{Im}(Y_e)}{\omega} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} \quad (1-41)$$

L'extraction des paramètres de l'admittance série $Y_s(\omega)$ du modèle d'inductance (Fig. 1-14a) se fait à partir de :

$$R_s = \text{Re}(Z_s(\omega)) \Big|_{\omega \rightarrow 0} \quad (1-42)$$

$$L_s = -\frac{1}{\text{Im}(Z_s(\omega)) \Big|_{\omega \rightarrow 0}} \quad (1-43)$$

$$C_s = -\frac{\frac{1}{\omega L_s} + \text{Im}(Y_s(\omega)) \Big|_{\omega \rightarrow \infty}}{\omega} \quad (1-44)$$

L'extraction des paramètres de l'admittance série $Y_s(\omega)$ du condensateur s'effectue soit par des méthodes numériques d'inversion de matrice, soit en posant les équations de l'impédance comme un système linéaire d'équations à résoudre sur plusieurs points fréquentiels.

4.1.2 Modèle en T – Application au cas des condensateurs MIM

Un modèle électrique de condensateurs MIM réalisé en technologie CMOS construit sur le réseau en T peut-être le suivant [11] :

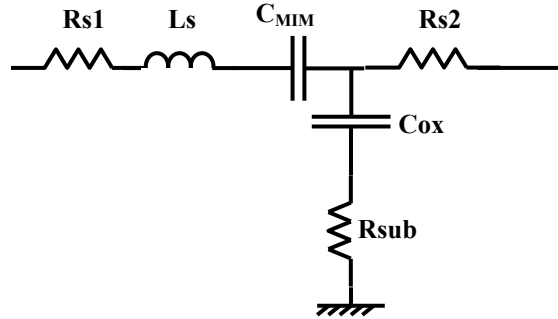


Fig. 1-15 - Modèle en T d'un condensateur MIM

L'extraction de paramètres s'effectue en exprimant les impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 comme suit:

$$Z_1(\omega) = R_{s1} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{MIM}} \quad (1-45)$$

$$Z_2(\omega) = R_{s2} \quad (1-46)$$

$$Z_3(\omega) = R_{sub} + \frac{1}{j\omega C_{ox}} \quad (1-47)$$

Les paramètres $[Z]$ de la matrice impédance d'une structure en T s'expriment comme :

$$Z_{11}(\omega) = Z_{11}(\omega) + Z_3(\omega) \quad Z_1(\omega) = Z_{11}(\omega) - Z_{21}(\omega) \quad (1-48)$$

$$Z_{22}(\omega) = Z_2(\omega) + Z_3(\omega) \quad \text{ce qui revient à} \quad Z_2(\omega) = Z_{22}(\omega) - Z_{21}(\omega) \quad (1-49)$$

$$Z_{21}(\omega) = Z_{12}(\omega) = Z_3(\omega) \quad Z_3(\omega) = Z_{21}(\omega) \quad (1-50)$$

Cet ensemble d'équations permet de déduire les paramètres électriques du modèle :

$$R_{s1} = \operatorname{Re}\{Z_{11}(\omega) - Z_{21}(\omega)\} \quad (1-51)$$

$$R_{s2} = \operatorname{Re}\{Z_{22}(\omega) - Z_{21}(\omega)\} \quad (1-52)$$

$$C_{ox} = -\frac{1}{\omega \cdot \operatorname{Im}\{Z_{21}(\omega)\}} \Big|_{\omega \rightarrow 0} \quad (1-53)$$

$$R_{sub} = \operatorname{Re}\{Z_{21}(\omega)\} \Big|_{\omega \rightarrow 0} \quad (1-54)$$

Enfin, la détermination de L_s et de C_{MIM} s'effectue en négligeant la contribution de l'inductance série L_s en basses fréquences et celle de la capacité C_{MIM} en hautes fréquences. Ainsi l'extraction de ces deux paramètres s'effectue simplement à partir de la partie imaginaire de l'impédance Z_1 par :

$$C_{MIM} = \frac{1}{\omega \operatorname{Im}(Z_1(\omega))} \Big|_{\omega \rightarrow 0} \quad (1-55)$$

$$L_s = \frac{\operatorname{Im}(Z_1(\omega))}{\omega} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} \quad (1-56)$$

4.2 Modèles prédictifs

Les modèles prédictifs ont pour objectif de pronostiquer la réponse des composants passifs à partir de données sur la géométrie du composant d'une part, et sur les caractéristiques des couches de matériaux (telles que l'épaisseur des couches, la permittivité et la résistivité) utilisées d'autre part. Ces modèles sont dits « modèles d'échelle » car la réponse associée dépend des paramètres technologiques et géométriques du composant.

Il existe des approches empiriques pour prédire la réponse de composants, c'est-à-dire que les paramètres électriques sont déduits à partir d'équations construites pour interpoler un grand nombre de données expérimentales et mettre en évidence le lien avec les caractéristiques technologiques et la géométrie du composant. Une autre approche consiste à évaluer de façon approximative les paramètres du modèle à partir d'équations analytiques construites sur l'interprétation des différents phénomènes physiques ou électromagnétiques qui se produisent dans le composant. Cette approche sera largement développée dans le Chapitre 5 en étant appliquée aux inductances spirales intégrées en technologie CMOS. Nous présentons dans cette section des modèles d'échelles de résistances, condensateurs et inductances intégrés. Tous les modèles présentés ici sont basés sur des structures de quadripôle en π .

4.2.1 Modélisation de résistances intégrées

La modélisation du comportement fréquentiel des résistances intégrées en couches minces peut s'effectuer à partir du modèle électrique en π présenté sur la Fig. 1-14a [14], [15]. Le modèle localisé proposé est équivalent à celui d'une inductance intégrée avec pour seule différence une valeur de résistance série supérieure au cas des inductances, où c'est la valeur de l'inductance qui est supérieure. Pour une géométrie donnée, la différence se fait uniquement par les matériaux utilisés, et de ce fait par la densité de courant les traversant. En effet, le courant doit-être important dans le cas des inductances, et des métaux les plus