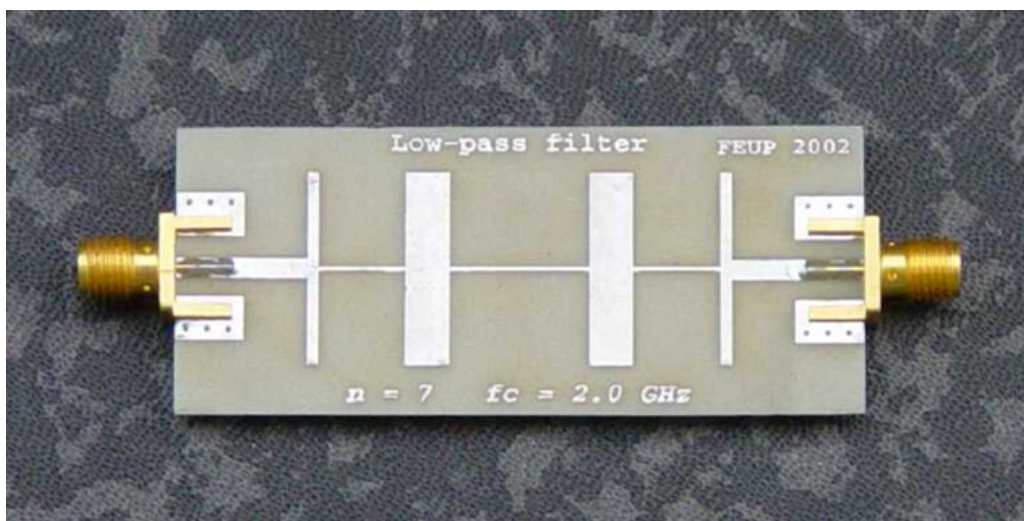


Filtre passe-bas à composants semi-localisés en technologie microruban



1. INTRODUCTION

Une préparation individuelle préalable à cette séance doit être effectuée sur l'espace numérique Moodle dédié à ce cours. Les étudiants prendront leurs dispositions pour effectuer celle-ci avant le début de la séance.

Nous allons ici mettre en œuvre les méthodes d'analyse et de synthèse adaptées au filtrage radio fréquence en éléments semi-localisés : synthèse au niveau circuit en éléments localisés, transformation en lignes de transmission idéales, implémentation en technologie microruban, prise en compte des considérations technologiques spécifiques.

Pour cela nous utiliserons le logiciel ADS, commercialisé par la société Keysight Technologie¹. Il s'agit en fait d'une véritable plate-forme de conception électronique hautes fréquences assistée par ordinateur intégrant de nombreuses méthodes de simulation et bibliothèques de modèles. Ses domaines d'applications couvrent tout aussi bien les couplages électromagnétiques, les circuits et sous-ensembles analogiques RF/Hyperfréquences (linéaires et non linéaires), mais aussi les blocs numériques et signaux de la couche physique, sans toutefois remonter jusqu'aux couches réseaux.

Dans une première partie nous allons dimensionner un filtre à éléments localisés grâce à un outil de synthèse intégré à ADS : le « Filter Design Assistant ». Celui-ci automatise également la transformation de ces éléments localisés en lignes de transmission. Nous verrons l'intérêt de cette transformation mais aussi les effets « parasites » qui l'accompagnent. Une mise en œuvre en technologie planaire microruban sera alors étudiée, sur la base des formules prédéfinies dans l'assistant. Nous pourrions visualiser le « masque » de ce filtre, c'est à dire les motifs métalliques qui seront finalement imprimés sur la partie supérieure du substrat microruban. Cette géométrie nous entraînera vers une modélisation circuit affinée, en prenant en compte les discontinuités entre lignes et les imperfections du substrat. Nous pourrions finalement procéder à une analyse critique de la démarche mise en œuvre et souligner les apports complémentaires que permettraient les simulations électromagnétiques.

Les réponses (copies d'écran avec commentaires, valeurs remarquables demandées) seront fournies directement dans ce document électronique. Les endroits prévus à cet effet sont selon le style de ce paragraphe et il faudra corriger ou compléter les mentions soulignées dans cette couleur

¹ <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>

2. PRÉPARATION AVANT SÉANCE

- Visualiser la vidéo d'introduction au logiciel ADS :
<https://www.youtube.com/watch?v=Y34LbB4-y7g>
ou <https://www.youtube.com/watch?v=Oz1qsJD64Cs>
- Répondre dans les temps et individuellement au questionnaire moodle du cours à partir des réponses aux questions de cette préparation

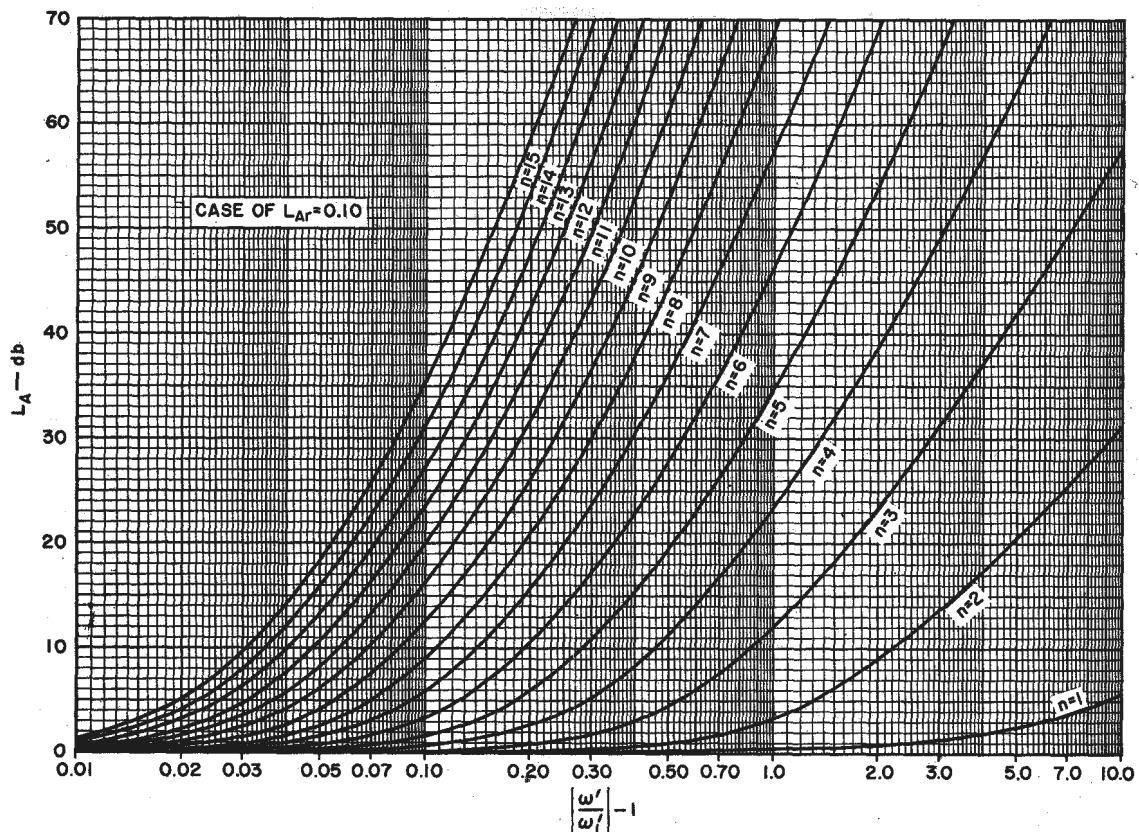


Figure 1 Abaque pour le calcul de l'ordre du filtre passe-bas Chebychev²

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}
0.1 db ripple											
1	0.3052	1.0000									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1.0000							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000					
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1.0000	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9628	0.8853	1.3554

² George L. Matthaei, Leo Young, E.M.T. Jones "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", Dedham, MA : Artech House, ISBN 0-89006-099-1 , 1980, page 89

Figure 2 Coefficients g_i pour le cas Chebychev et 0.1 dB d'ondulation dans la bande²

3. CAHIER DES CHARGES

Rappel du cahier des charges	
Type	Passe-bas
Approximation	Tchebychev
Fréquence de coupure	1500 MHz
Ondulation maximale dans la bande	0.1 dB
Fréquence de réjection	2500 MHz
Réjection	20 dB
Impédances aux accès (Z_0)	50 Ohms

Tableau 1 Cahier des charges

4. MANIPULATIONS : FILTRE À ÉLÉMENTS LOCALISÉS

4.1 RÉPERTOIRES ET NOUVEAU PROJET ADS

Suivre les consignes fournies pour accéder au logiciel et fixer les répertoires de stockage pour les fichiers qui seront utilisés en séance.

Après avoir démarré le programme ADS, **Créer le** projet (« Workspace ») en faisant apparaître les options avancées (« show advanced ») comme ci-dessous (a) à partir de la fenêtre de base d'ADS (menu « File/New Workspace »). On évitera les noms avec espace ou caractères accentués / spéciaux, par exemple « FiltrePasseBas ». Attention à bien choisir les unités en mm (cf. fig. b ci-dessous) dans la fenêtre qui apparaît juste après avoir cliqué sur « Create Workspace ») :

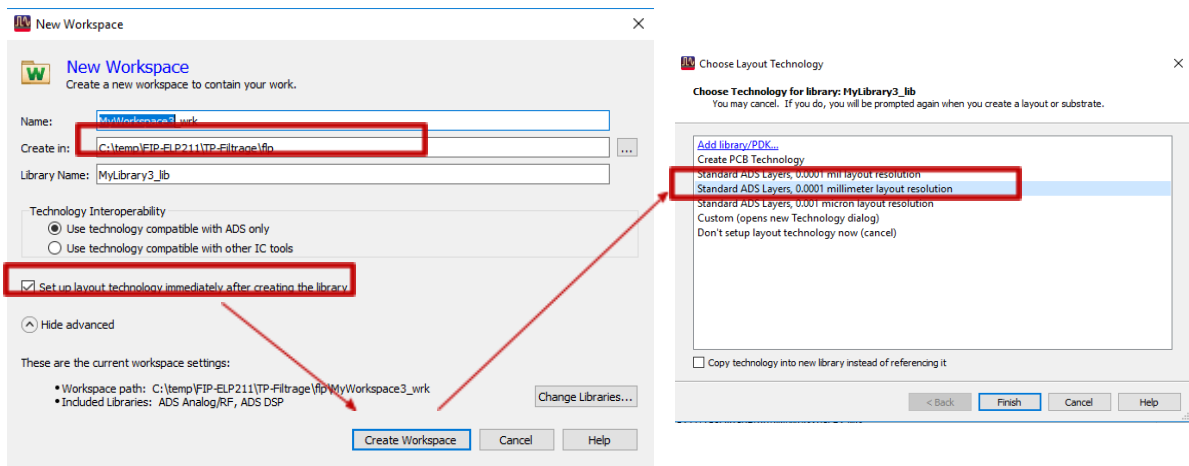


Figure 3 Assistant création du workspace ADS, laisser les autres écrans avec les valeurs par défaut

4.2 SYNTHÈSE DU FILTRE

ADS crée ainsi un nouveau projet et ouvre une fenêtre contenant une page circuit vierge. Insérer une nouvelle page circuit (icône « New schematic ») pré-instanciée « S-Param » comme ci-dessous :

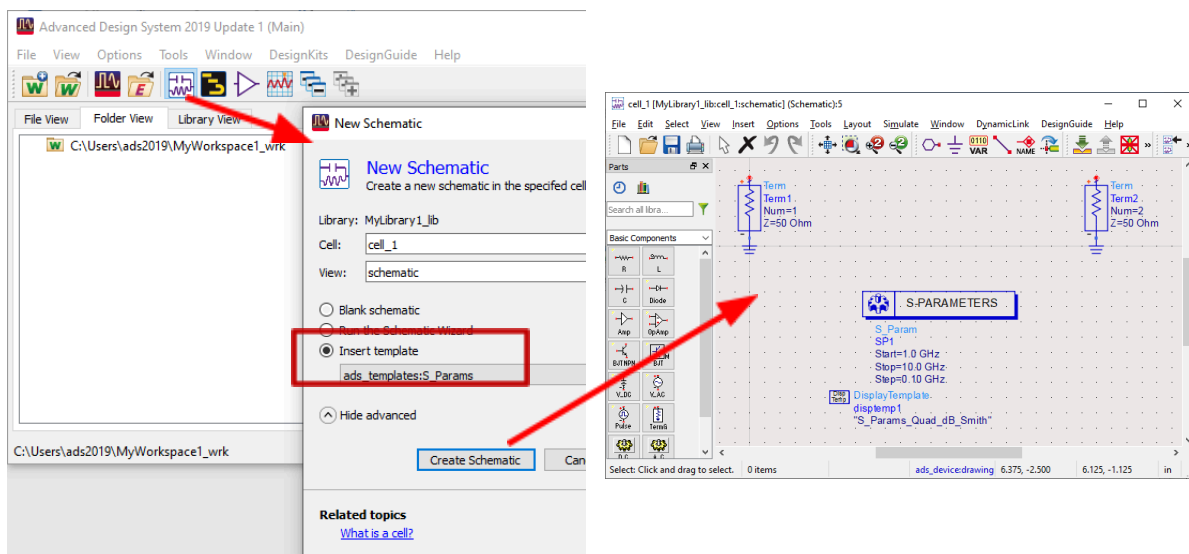


Figure 4 Création du schéma pré-instancié « simulation paramètres S »

Suivant la figure ci-dessous, supprimer le bloc « Display Template ». Insérer un composant « DT » issu de la palette « Filter DG –All » à gauche et relier le aux ports d'accès. Cette icône « DT » est en fait un composant paramétrable (smart component) que l'on va configurer plus tard. Sauvegarder la page dans son répertoire par défaut (File/Save Design As...) avec le nom proposé par défaut.

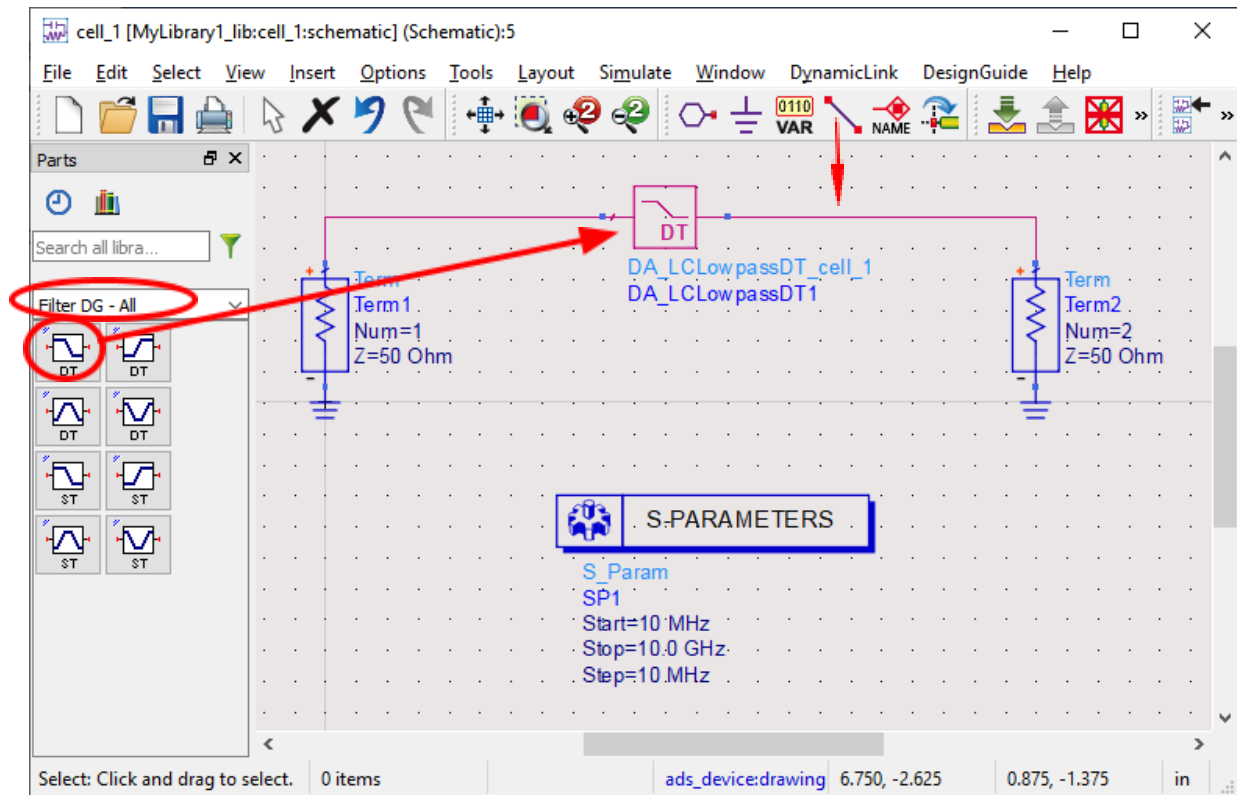


Figure 5 Schéma de base pour les simulations

Exécuter l'assistant « **DesignGuide / Filter** » :

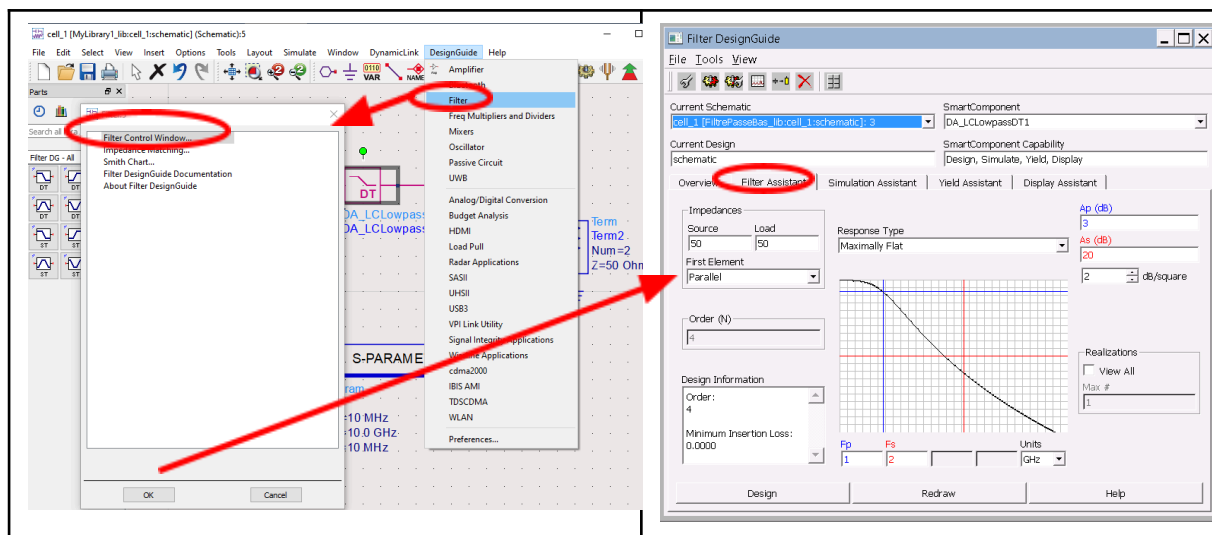


Figure 6 Accès au filter design guide et interface pour la synthèse de filtre

- Tester interactivement le déplacement des curseurs rouge et bleu de l'interface graphique pour voir comment évoluent les paramètres en fonction des réglages : type de réponse, A_p , A_s , F_p , F_s . Relier les notations d'ADS à celles du cours.

- **Indiquer** l'ordre et les particularités associés aux fonctions caractéristiques Maximally flat, Tchebychev, Elliptic, Inverse Tchebychev, pour le cahier des charges proposé.
- Quel est le rapport entre l'ordre et la complexité du filtre ?

Ordre des réponses : Maximally flat : **xx** ; Chebychev : **xx** ; elliptique : **xx** ; inverse Chebychev : **xx** ;

Plus l'ordre du filtre est élevé, plus le filtre aura un nombre de composant **réduit**. La présence d'ondulation uniquement dans la bande passante apparaît **seulement pour l'approximation Maximally Flat**.

Nous allons effectuer la synthèse de ce filtre à partir de l'approximation de Tchebychev. La topologie circuit correspondante est en échelle (alternance de composants en série et en parallèle).

- Sélectionner l'approximation « **Tchebychev** » et « **First Element Parallel** », tout en respectant le cahier des charges.
- Cliquer sur le bouton « **Design** » en bas de l'interface graphique.
- **Sans quitter l'assistant « Filter Design Guide »**, sélectionner la fenêtre schéma d'ADS qui contient le composant « DG Filter ». Utiliser les flèches de navigation hiérarchique pour « **descendre à l'intérieur** » du modèle :

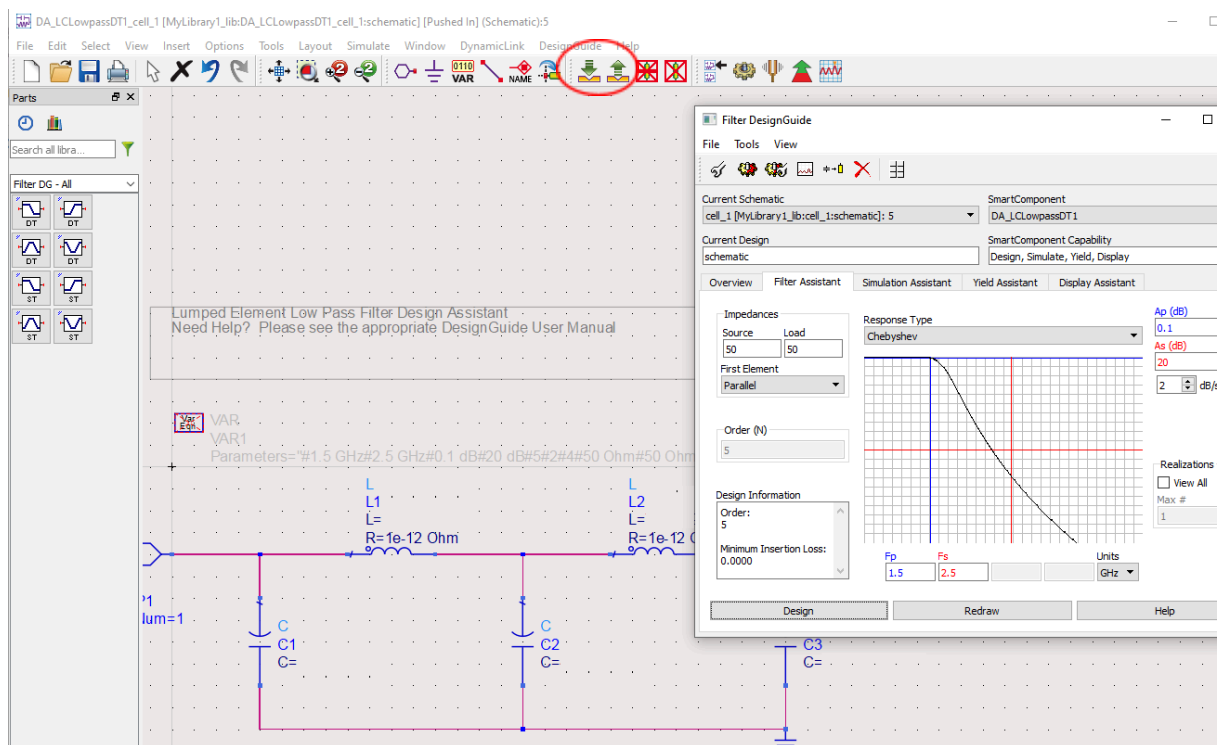


Figure 7 Synthèse du filtre à éléments localisés

- **Noter** les valeurs des inductances et capacités et **commenter**.

Réponse C1= **xx** ; C2= **xx** ; C3= **xx** ; L1= **xx** ; L2 = **xx**. Les valeurs **sont/ ne sont pas** symétriques.

- Toujours en utilisant les barres de navigation hiérarchique, **remonter** au niveau principal du circuit (où se trouve le modèle global)

- Ramener la fenêtre « filter DesignGuide » en premier plan et sélectionner l'onglet « **simulation assistant** »
- Effectuer une simulation entre 10MHz et 10 GHz par pas de 10 MHz. Cela entraîne l'ouverture automatique d'une fenêtre où l'affichage des résultats est prédéfini
- Mettre au premier plan la fenêtre des résultats. En double « double-cliquant » sur le graphique « S21 (dB) » (en haut à gauche), ajouter la courbe **S11** en dB.
- Le cahier des charges est-il respecté ?
- Quel est le niveau d'adaptation en dB ?
- A quoi correspond le graphique « delay » ?

Réponse : copie d'écran de 0 à 10 GHz

Le cahier des charges **est/n'est pas** respecté. $\text{Max}(\text{dB}(S_{11})) = \text{xx}$ dans l'intervalle de fréquence où sont les ondulations dans la bande passante; le graphique delay correspond au temps de propagation de groupe (TPG), c'est-à-dire la vitesse de propagation de l'énergie en fonction **du temps/ de la fréquence**. Un TPG constant (ou quasi constant) correspond à l'absence de distorsion du signal qui traverse le filtre.

- Fermer cette fenêtre de résultats qui ne sera pas réutilisée mais garder l'assistant de synthèse du filtre ouvert.
- Dans la page du schéma, ouvrir le menu « Simulation/simulation settings »
- Effectuer les réglages comme ci-dessous

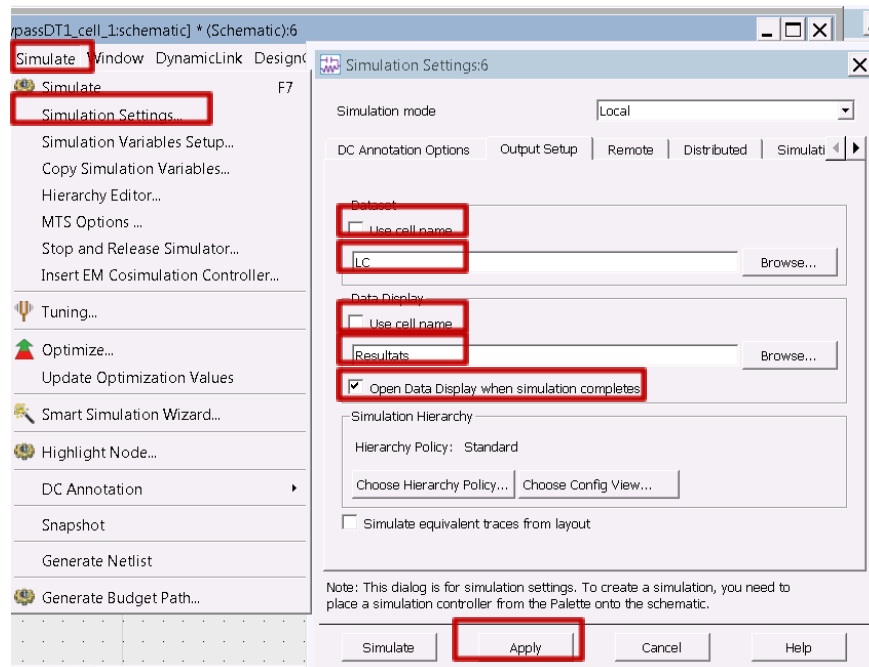




Figure 8 Nommege du fichier résultat et de la fenêtre des graphiques

- Le « Dataset » est le fichier destiné aux valeurs simulées. Le nom « LC » choisi ici devra être changé lors des simulations suivantes pour permettre des comparaisons entre les différentes simulations.

- Le « Data Display » est la fenêtre de visualisation. Le nom « Resultats » sera à conserver tel quel tout au long de la séance pour effectuer les différentes comparaisons dans la même fenêtre.
- Fermer cette boîte de dialogue et effectuer ensuite une simulation à partir de cette page circuit (menu « Simulate/Simulate » ou icône  dans le bandeau supérieur).
- Après simulation, **visualiser** dans une fenêtre « Data Display » (icône  du bandeau supérieur) les paramètres S11 et S21 en dB entre 10MHz et 10 GHz. Vérifier que les résultats sont bien conformes à ceux obtenus précédemment avec l'assistant de simulation. On pourra changer la plage des ordonnées comme ci-dessous (de 0 à -60 dB) pour obtenir des valeurs plus appropriées que celles par défaut.

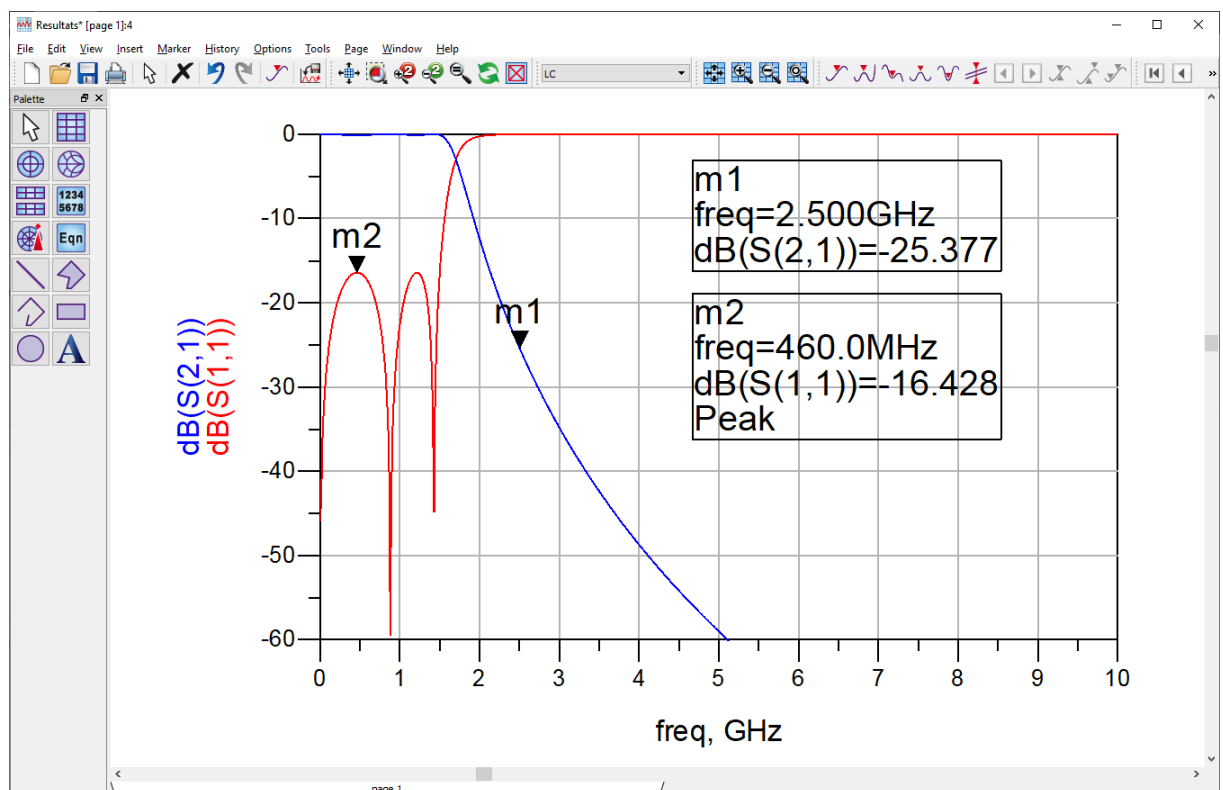


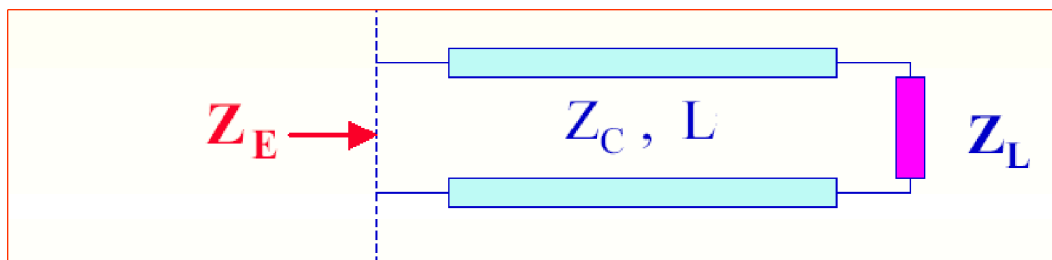
Figure 9 Résultats de simulation

5. FILTRE À COMPOSANTS SEMI LOCALISÉS

La ligne de transmission constitue l'un des éléments de base fondamentaux des circuits hyperfréquences. Pour mémoire, ses paramètres caractéristiques sont :

1. Le déphasage électrique $\Phi = \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot l$, où l est la longueur physique de la ligne et λ_g la longueur d'onde guidée dans celle-ci. On a $\lambda_g = \lambda/n$ où λ est la longueur d'onde, l'indice n est relié à la permittivité diélectrique relative ϵ_r du milieu de propagation par $n = \sqrt{\epsilon_r}$.
2. L'impédance caractéristique Z_c qui est le rapport entre les ondes de tension et de courant élémentaires dans la ligne de transmission.

L'expression fondamentale de l'impédance Z_E ramenée en entrée par une ligne de transmission chargée par une impédance Z_L a été établie dans les cours :



$$Z_E = Z_C \cdot \frac{Z_L + jZ_C \cdot \text{tg}(\beta \cdot L)}{Z_C + j \cdot Z_L \cdot \text{tg}(\beta \cdot L)}$$

Il a été montré également que pour $Z_c \gg Z_L$, la ligne de transmission se comporte comme une inductance en série avec Z_L . Pour $Z_c \ll Z_L$, il s'agit d'une capacité en parallèle avec Z_L . Il faut également que les longueurs des lignes restent suffisamment faibles ($< \frac{\lambda}{10}$, cf. cours). Lorsque les conditions sont respectées, les valeurs de capacités et de selfs dépendent finalement des déphasages $E_i = \beta l_i$.

Nous supposons pour ce BE que les dimensions limites imposent de conserver des valeurs d'impédances caractéristiques de lignes comprises entre 25 et 125 Ohms.

5.1 AVEC LIGNES DE TRANSMISSIONS IDÉALES

A partir des informations précédentes, indiquer la **topologie** (en échelle, en cascade, etc...) de filtre passe-bas à l'aide de composant LC d'une part et lignes de transmission d'autre part :

Réponse : Topologie d'origine : en cascade/en échelle, topologie transformée : en cascade/en échelle

Nous allons utiliser une fonctionnalité de l'assistant qui permet de remplacer automatiquement les composants localisés (selfs, capacités) par les lignes de transmissions adéquates.

- Dans la fenêtre « Filter DesignGuide » de l'assistant, cliquer sur l'icône de conversion circuit <-> lignes. Suivre les copies d'écran

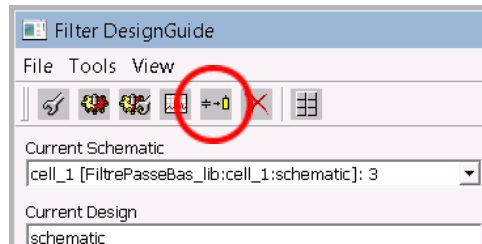
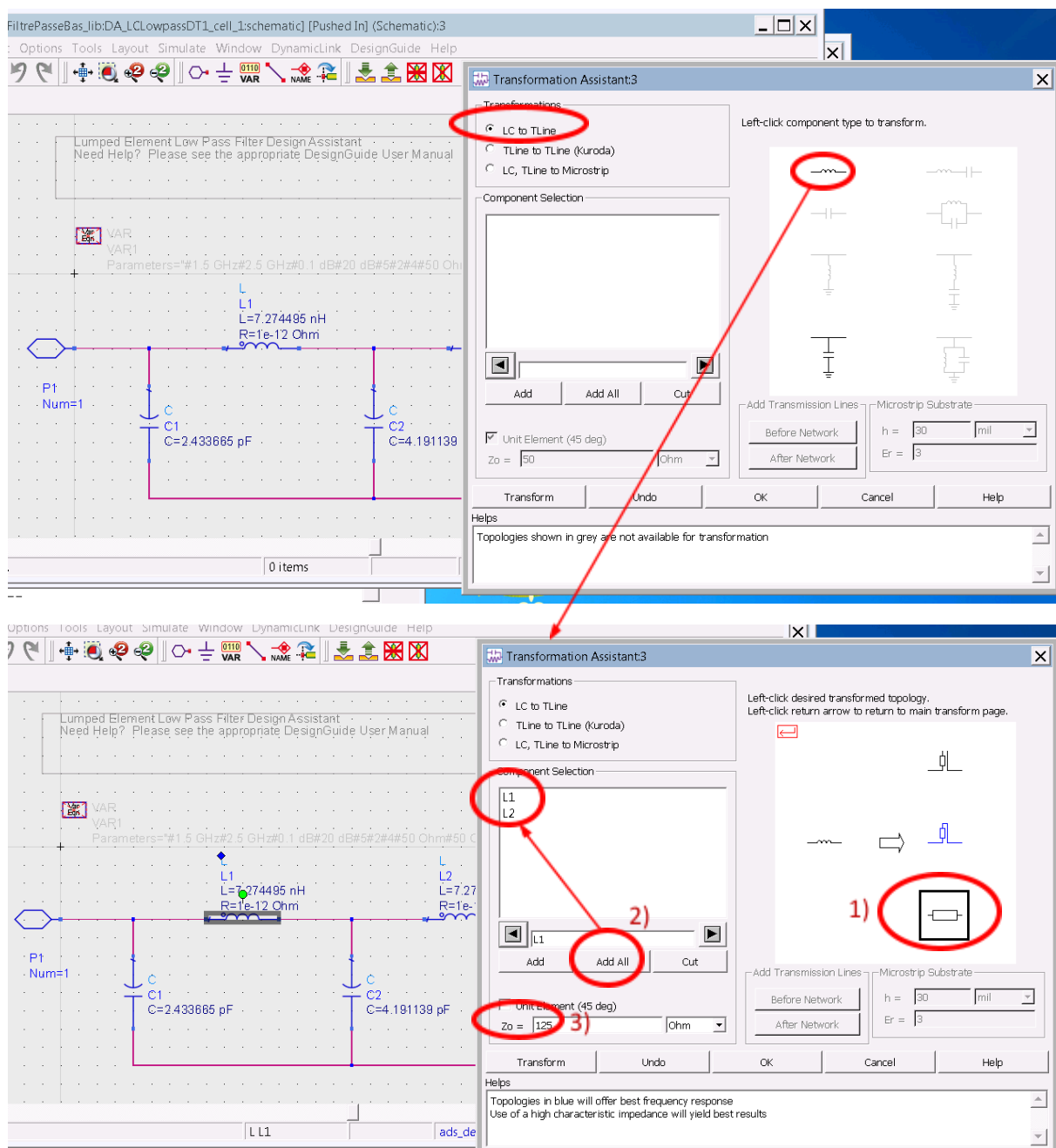


Figure 10 Icône de conversion "Lignes-circuits"

On conservera les valeurs d'impédance caractéristique par défaut, 25 Ohms (pour les capacités) ou 125 ohms (pour les inductances) :



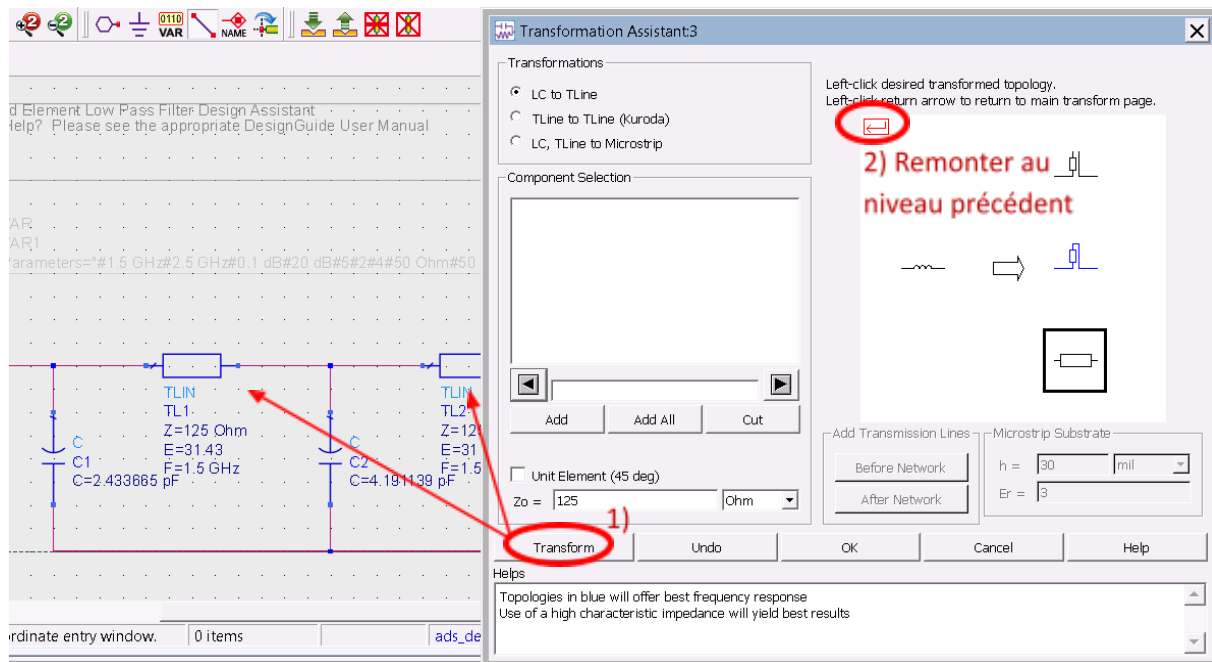


Figure 11 Transformation localisé/distribué avec l'assistant

- Remonter la hiérarchie de conversion à l'aide de la flèche rouge repérée par « Remonter au niveau précédent » dans l'illustration ci-dessus
- Procéder suivant l'exemple des inductances pour remplacer maintenant toutes les capacités par des lignes de transmission appropriées
- Une fois les conversions terminées, revenir sur le schéma et consigner ci-dessous le filtre à base de lignes de transmission idéales finalement obtenu :

Réponse : copie d'écran

On note que la propriété de xxxx est conservée après transformation.

- Revenir au 1^{er} niveau de schéma (celui avec le bloc de simulation « S-Parameters »)
- **Attention** : dans le menu « simulation/simulation settings », remplacer le nom du dataset « LC » par « Lignes » et conserver les autres paramètres par rapport au cas précédent
- Cliquer sur « Apply » pour valider les changements dans cette boîte de dialogue

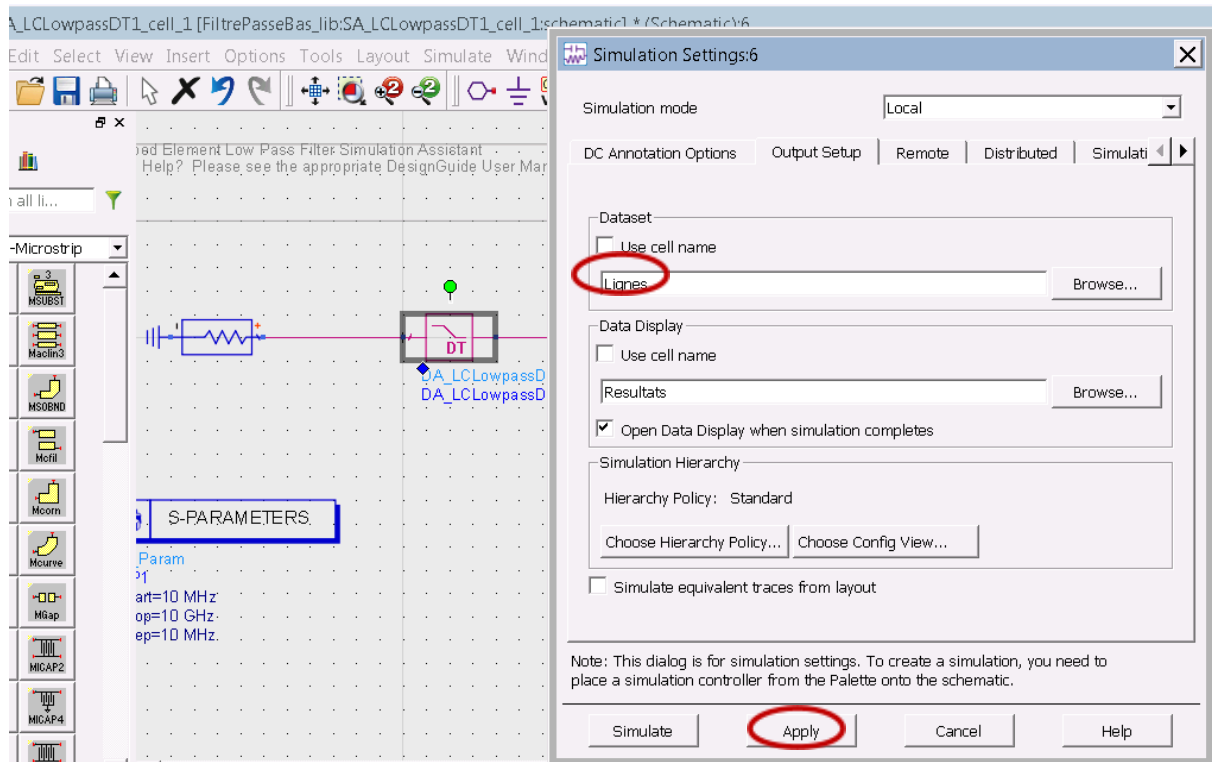
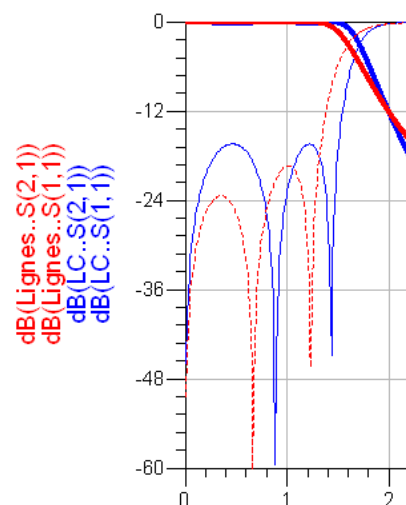


Figure 12 Setup pour la simulation à bases de lignes de transmission

- **Simuler** comme précédemment entre 10 MHz et 10 GHz et visualiser les résultats
- **Comparer** les résultats entre les datasets « LC » et « Lignes » en tirant parti de la boîte de dialogue ouverte après un double click sur le graphique
- On pourra changer les échelles directement sur le graphe entre 0 et -60 dB, les styles de courbes selon les besoins avec le bouton droit de la souris
- On pourra aussi utiliser le référencement absolu des datasets pour plus de clarté : « dB(Lignes..S(1,1)) » par exemple
- Le cahier des charges est-il toujours respecté (on pourra tirer parti des marqueurs) ? Relever la fréquence de la première remontée caractéristique pour le filtre à base de lignes



Réponse : copie d'écran de 0 à 10 GHz

La fréquence de coupure est un peu décalée vers les basses/hautes fréquences, les ondulations dans la bande sont légèrement déséquilibrées mais atteignent un meilleur niveau d'adaptation que dans le

cas idéal. La réjection est respectée à 2.5 GHz mais nettement dégradée/améliorée par rapport au filtre idéal. On voit apparaître des remontées parasites, la première à xx GHz. Il est important de vérifier l'impact de telles remontées dans le système global, par exemple le risque de laisser passer des signaux perturbateurs.

5.2 EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN

On rappelle ci-dessous la géométrie, les paramètres caractéristiques et les lignes de champ du mode principal de la ligne microruban :

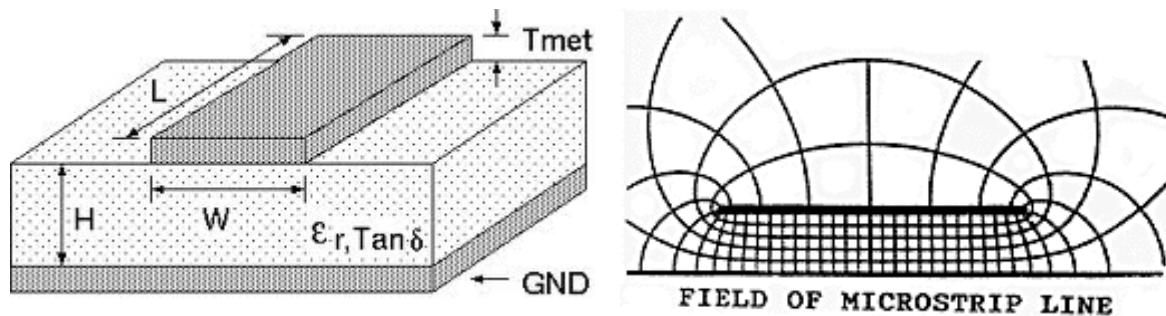


Figure 13 Ligne microruban

Dans cette étude, nous allons prendre :

Caractéristiques du substrat	
H	1.6 mm
ϵ_r	2.2

Tableau 2 Caractéristiques de substrat

On trouve par ailleurs dans la littérature différentes relations « pratiques » entre paramètres électriques et paramètres physiques de la ligne microruban³. Des calculateurs en lignes sont aussi disponibles⁴. On a par exemple :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(1.444 + \frac{w}{h} \right) \right]^{-1} \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq 1$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Figure 14 Relations empiriques pour la ligne microruban

³ H. A. Wheeler, "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane", IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, pp. 631-647, Aug. 1977

⁴ <http://mcalc.sourceforge.net/> (Vu le 3/02/2012)

ADS intègre ses propres formules d'équivalence dans le « Filter DesignGuide » et son assistant de conversion.

- Positionner la fenêtre de l'assistant au premier plan
- En procédant de façon similaire à celui de la conversion des éléments localisés, on transformera cette fois-ci les lignes idéales de notre filtre en lignes microruban, **en modifiant $H=1.6\text{mm}$ et $\epsilon_r=2.2$** comme précédemment indiqué (attention : l'unité par défaut « mil » signifie « milli-inch », ici il faut bien utiliser « **mm** »).

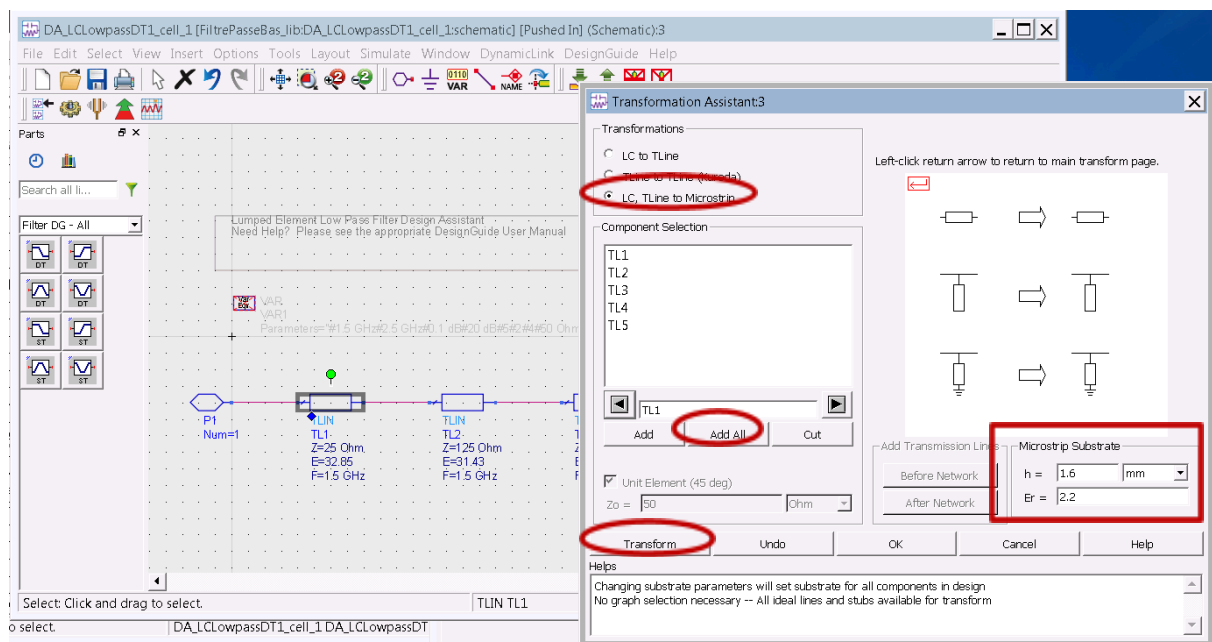


Figure 15 Transformation des lignes idéales en microruban

- Noter ci-dessous les valeurs de **longueurs et largeurs** obtenues pour les lignes :

Réponse **Copie d'écran**

Chacune de ces longueurs doit finalement respecter la condition $l < \lambda_{\text{mg}}/xx$ pour que l'identification avec l'élément circuit localisé, self ou capacité, soit acceptable.

- Dans le schéma principal et à partir du menu « simulation/simulation settings », **remplacer** le nom du dataset « Lignes » par « **MicrostripDG** », en conservant toujours le nom du « Data Display ». Valider en cliquant sur « Apply ».

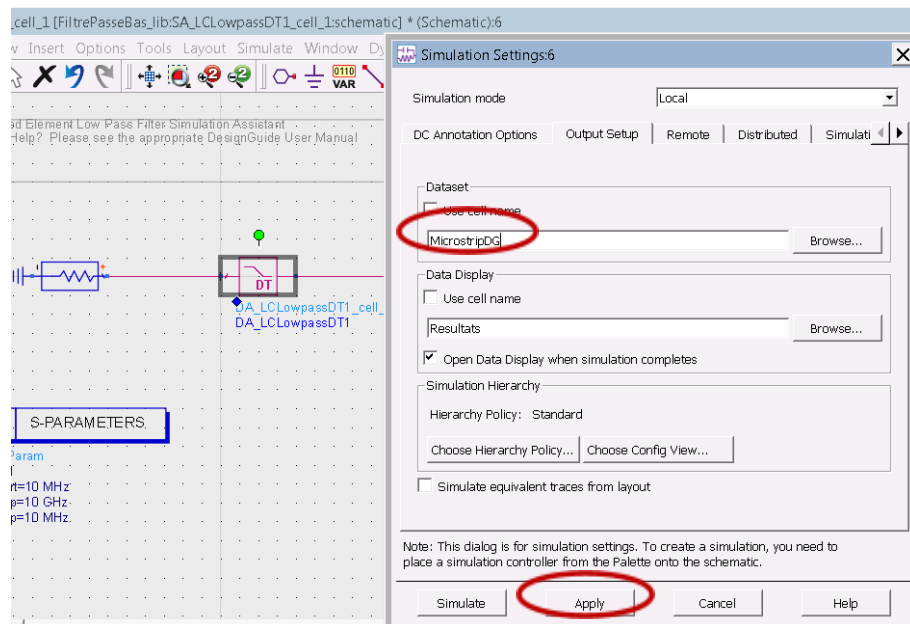


Figure 16 Settings pour la simulation lignes microrubans

- **Simuler et comparer** les résultats avec ceux des datasets « LC » et « LignesIdeales ».
- Le cahier des charges est-il toujours respecté ? Commenter

Réponse : une très **bonne/mauvaise** correspondance entre les filtres à lignes idéales et microrubans est obtenue globalement, ce qui valide la modélisation des lignes microrubans par des lignes idéales équivalentes. Cependant, pour les plus hautes fréquences (à partir de **xx** GHz environ), une légère contraction de la réponse du filtre microruban apparaît. Ceci pourrait provenir de **diminution/augmentation** de la permittivité relative effective ϵ_{reff} liée à la concentration plus importante du champ électromagnétique dans le substrat aux hautes fréquences. Cette concentration entraîne un changement de la vitesse de propagation de l'onde ($\frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$) : c'est le phénomène de **transmission** qui déforme le signal de sortie par rapport à l'entrée, même en l'absence de pertes.

5.3 ANALYSE AFFINÉE

- On pourra désormais **fermer le « filter DesignGuide assistant »** et revenir sur le schéma principal
- Générer le masque du circuit à l'aide du menu « Layout/ « Generate/Update Layout... » (on suivra les options par défaut et on mettra en premier plan la fenêtre « layout » comme ci-dessous) :

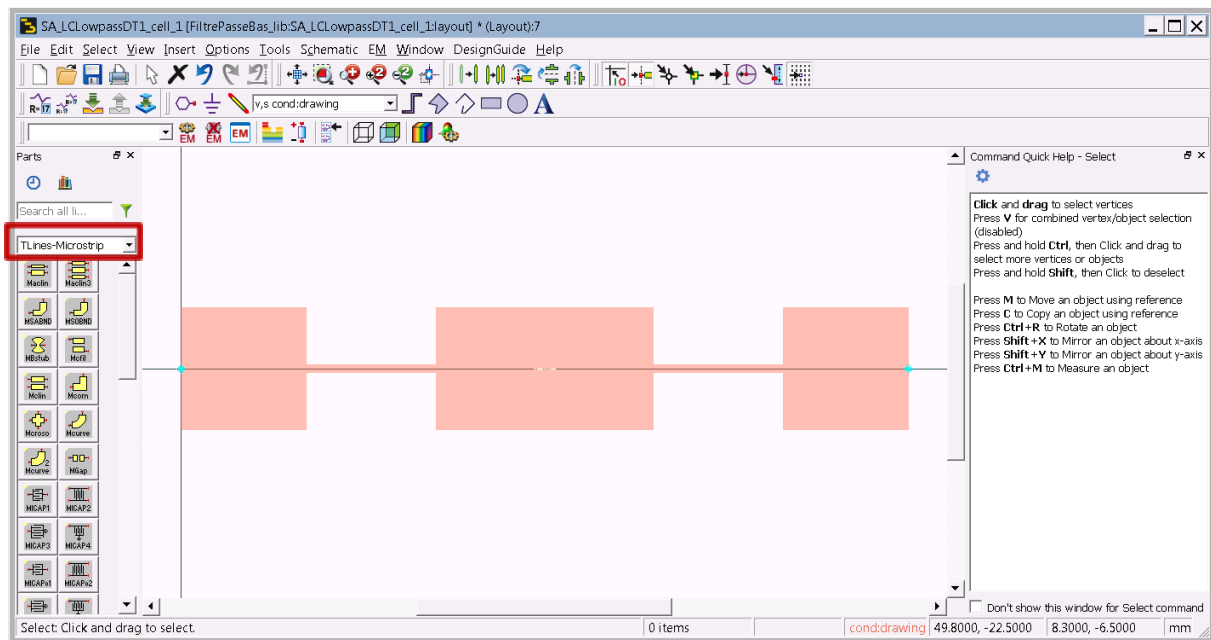


Figure 17 Masque de circuit (Layout)

On remarque des transitions assez brutales entre les largeurs des lignes. ADS dispose de modèles appropriés pour décrire les effets spécifiques (excitation de modes supérieurs évanescents, rayonnement éventuel...) que produisent ces sauts de largeurs.

- **Modifier le schéma** en conséquence en vous inspirant de la figure suivante (utiliser la librairie « TLines-Microstrip » du menu déroulant en haut à gauche de la page circuit).
- **Ajouter les pertes ohmiques** des conducteurs (épaisseur 17 μm , cuivre = $4.7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$) et **les pertes diélectriques** ($\tan(\delta) = 5 \cdot 10^{-3}$).

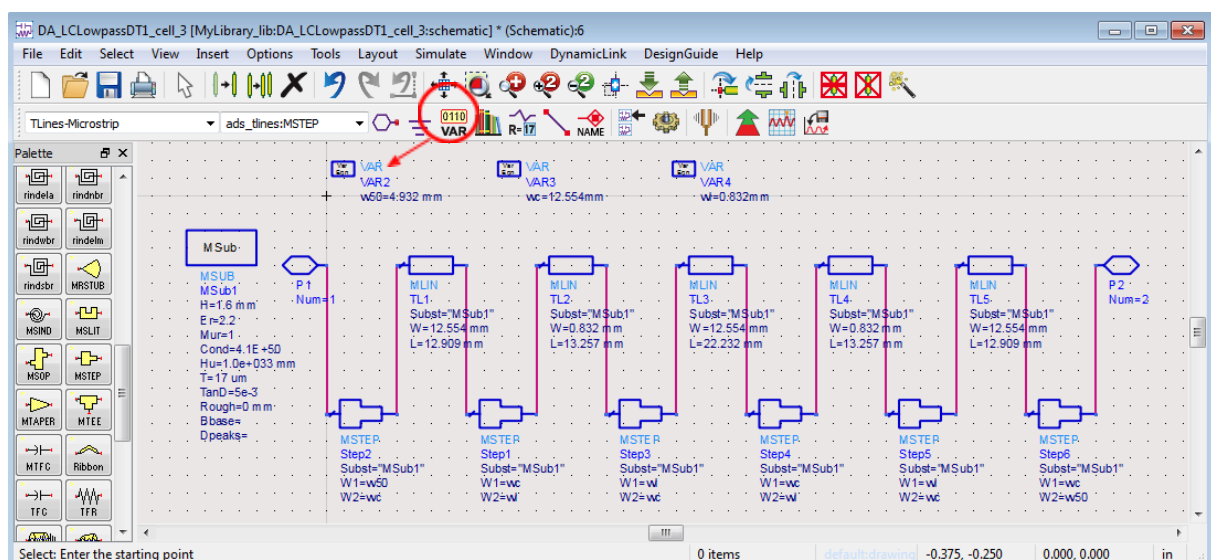
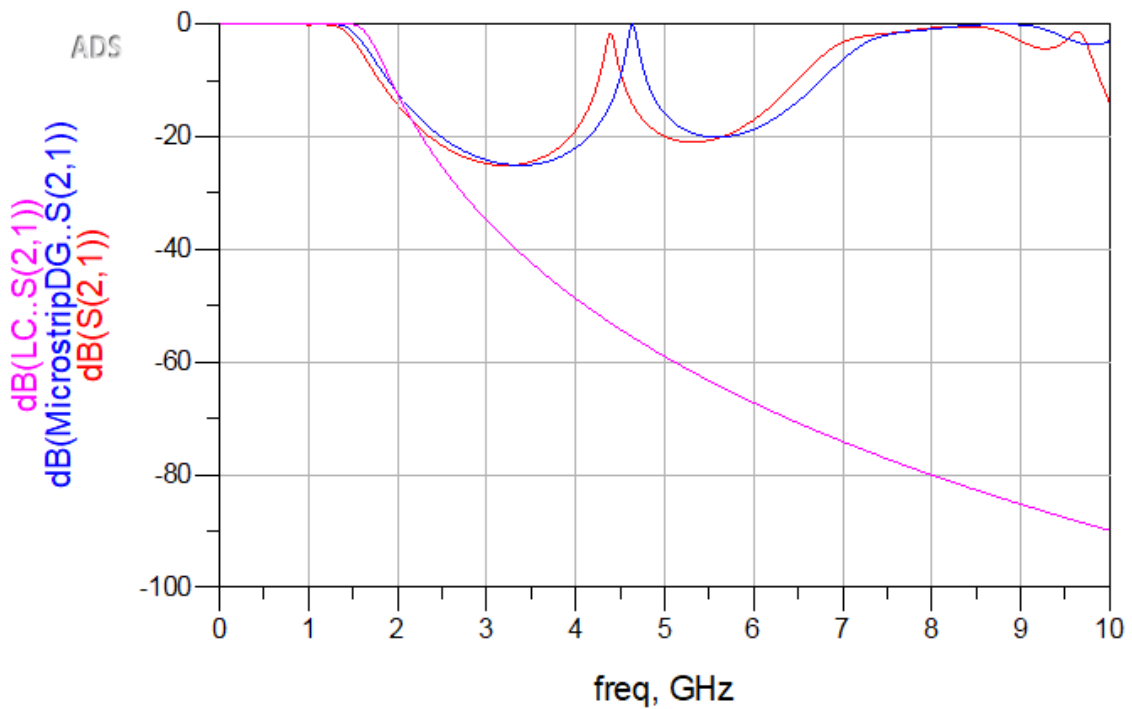
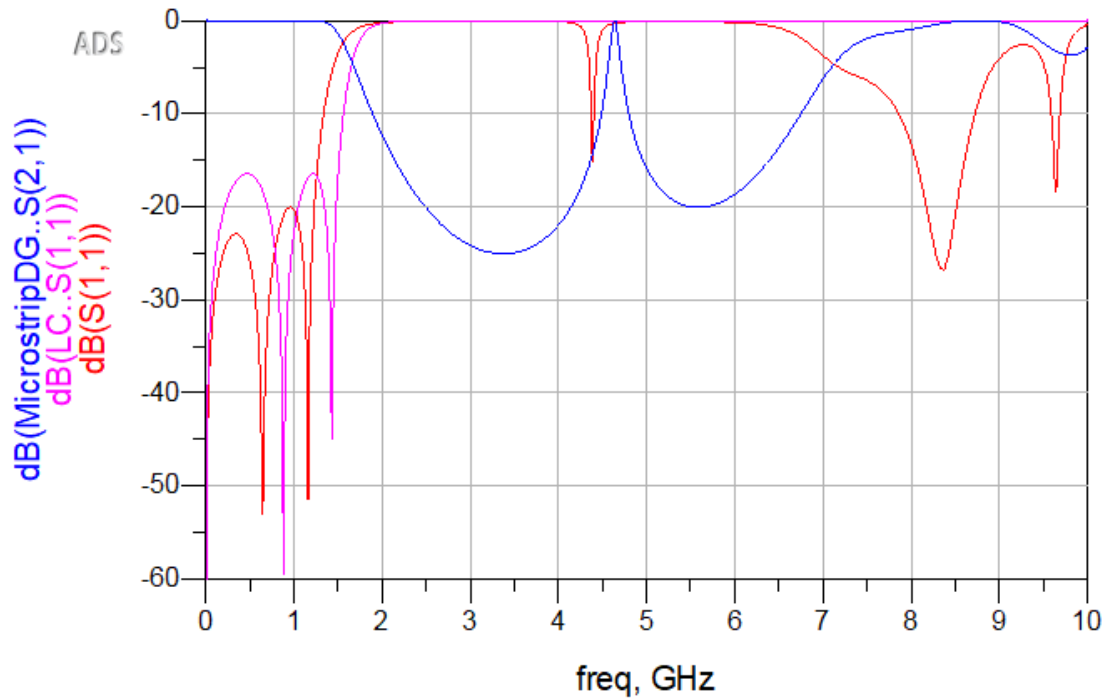


Figure 18 Schéma circuit "réaliste"

- Suivant les modalités des manipulations précédentes, **remplacer le nom du dataset courant en « MicrostripRealiste »**

- **Simuler et comparer** les résultats de simulation provenant des dataset LC, MicrostripDG et MicrostripRealiste.

Réponse : copie d'écran jusqu'à 10 GHz



On constate une contraction générale de la réponse en transmission. Cela provient essentiellement de XXX. De plus, la valeur de S_{21dB} sur la première remontée parasite est de xxx dB, alors que l'adaptation à cette fréquence est de yyy dB. Cela traduit l'effet de XXXX liées à la conductivité finie des pistes métalliques, à la tangente delta du substrat diélectrique, et éventuellement au rayonnement provenant de xxxx.

- Quels sont les phénomènes électromagnétiques qui ne sont pas pris en compte dans notre simulation ? Comment pourrait-on les étudier ?

Le couplage entre discontinuités par modes évanescents ou rayonnement par exemple. Il faudrait alors traiter plus globalement le phénomène physique en résolvant directement les équations de XXXX, alors que les équations des lignes ici résolues par le simulateur ne portent que sur la propagation des ondes entre chaque élément interconnecté. Le temps de calcul serait augmenté et les ressources informatiques consommées plus importantes, le calcul électromagnétique direct nécessite de plus quelques précautions (précision de maillage, etc...).