

U.E. Systèmes de Télécommunications

Electronique et Technologies Numériques

Mini Projet
Electronique Hautes Fréquences

Reproduction interdite sans autorisation des auteurs et de l'école

Objectifs et moyens du mini projet

Ce mini projet est prévu sur cinq séances de 3h. Il est effectué par groupe de 2 étudiants.

1. Objectifs

Ce mini projet a comme premier objectif d'illustrer un certain nombre de notions introduites dans le cours d'électronique des hautes fréquences en appliquant les différents concepts à des dispositifs très utilisés dans les systèmes haute fréquence, à savoir les filtres et les amplificateurs.

Pour ce qui est de la théorie des filtres et celle des amplificateurs haute fréquence, vous pourrez vous reporter aux cours et travaux dirigés d'électronique analogique de 3^{ème} et 4^{ème} années mais un certain nombre de rappels sont faits dans le texte afin de vous faciliter la tâche.

Le second objectif est d'apprendre à utiliser deux types d'outils indispensables pour la conception de dispositifs haute fréquence à savoir :

- Les logiciels de CAO « circuit » développés spécifiquement pour les hautes fréquences,
- L'analyseur de réseau vectoriel qui permet de caractériser un multipôle par la variation du module et de la phase des paramètres S associés à ce multipôle.

2. Moyens mis à votre disposition dans le cadre du mini projet.

2.1 Outils logiciels

Dans le cadre du mini projet, vous pourrez utiliser le logiciel de CAO « circuits » ADS.

Le logiciel ADS est un standard que vous retrouverez chez la plupart des industriels travaillant en haute fréquence (Thales, Alcatel Space, SAGEM, ASTRIUM, CNES, FTR&D etc...). Il permet non seulement de simuler les performances des différents circuits étudiés mais aussi, après avoir défini un circuit à partir de considérations basées sur la physique, d'optimiser les performances et les dimensions de celui-ci. Ce logiciel sera donc utilisé en séance. Pour utiliser ce logiciel, vous disposez de l'aide en ligne mais, là encore pour plus de commodité, nous avons regroupé les principales commandes d'ADS en annexe 1.

De plus, des outils existent pour réaliser l'analyse voire la synthèse des principales lignes de propagation utilisées dans les filières technologiques des circuits RF. Il est ainsi possible, à partir des propriétés physiques du matériau support (pour une technologie donnée) et de la géométrie de la ligne, de déterminer les paramètres électriques (impédance caractéristique, permittivité effective, ...) pour l'analyse ou inversement, à partir des paramètres électriques de déterminer la géométrie de la ligne (synthèse). Pour cela, vous avez à votre disposition le logiciel APPCAD (logiciel gratuit, voir Rappel théorique N°1) ou encore LineCalc qui est un outil disponible avec la plate-forme de simulation ADS.

2.2 Outils de mesures

L'analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyser) est l'un des outils indispensables pour déterminer la réponse en fréquence des circuits haute fréquence. Avec cet appareil, il est possible de visualiser à la fois la variation en fréquence du module et aussi de la phase des coefficients de réflexion ou de transmission d'un multipôle. Nous vous proposons en annexes 2 et 3, une présentation succincte mais suffisante de ce type d'appareils. Compte-tenu du coût élevé de ce matériel (30 000 euros), nous ne disposons que d'un seul appareil. Son accès sera donc partagé. Ce type d'utilisation est également celui que vous retrouverez ultérieurement dans votre vie professionnelle et ne devrait pas *a priori* poser de problème si l'on s'organise correctement compte tenu des différentes tâches à mener à bien.

Emploi du temps des cinq séances de projet

Séance 1 :

- ✓ - Prise en main du logiciel ADS
- ✓ - Apprentissage de l'utilisation d'un analyseur vectoriel

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la ressource matérielle pour la mesure est une ressource partagée. La présentation de ce matériel spécifique, et nouveau pour la plupart d'entre vous, nécessite une présentation particulière qui sera réalisée par demi-groupe par l'un des enseignants. Il est difficile d'estimer le temps nécessaire à cette présentation car il est intrinsèquement dépendant de votre maturité au niveau de la compréhension des particularités de la montée en fréquence d'une part et de votre investissement et curiosité d'autre part. Cette présentation ne devra cependant pas excéder une heure et demie.

En parallèle de cette présentation, une première approche de la modélisation circuit sous ADS sera proposée avec le deuxième encadrant. Pour cela, nous vous proposons de reprendre des structures déjà étudiées en TD comme l'adaptation simple et double stubs. Le but de cet exercice est double. En effet, il vous permettra de prendre en main le logiciel ADS en utilisant différentes bibliothèques disponibles (éléments localisés, lignes microruban, simulateur en paramètres S, ...). Il vous permettra aussi de valider par le simulateur les calculs effectués en TD et ce sur une bande de fréquence non réduite à une seule et unique.

Séance 2 :

- ✓ - Qualification de la technologie utilisée pour la conception des différentes fonctions HF
- ✓ - Prise en compte des discontinuités

Vous allez, dans le cadre de ces séances de TP, appréhender la conception de fonctions RF. La technologie retenue est la technologie microruban. Cette dernière est constituée d'un substrat diélectrique (verre époxy ou verre téflon dans le cadre de ces TP) métallisé entièrement sur sa face inférieure (plan de masse en Bottom Layer). Les lignes ou autres circuits seront reportés sur la partie supérieure (Top Layer).

Malheureusement, les propriétés diélectriques (permittivité relative et $\tan \delta$) ne sont connues qu'avec une précision relative. La dispersion sur ces valeurs (notamment la permittivité relative) peut être très importante. Or la connaissance de ces paramètres est gage d'une modélisation de qualité pour vos réalisations futures.

Lors de cette séance, nous vous demandons de réaliser la mesure de structures de test permettant l'extraction de ces paramètres. Vous proposerez, en l'argumentant, un modèle ADS de ces structures mesurées résultant du compromis entre complexité du modèle et prise en compte des éléments impactant la réponse électrique. Pour aboutir à un modèle suffisamment précis pour permettre cette caractérisation, vous introduirez notamment les discontinuités dans les schémas de simulations. Vous motiverez particulièrement l'utilisation de modèles de discontinuités de modes en bords de cartes et des autres discontinuités introduites.

Déterminer, à partir des mesures et du modèle proposé, la permittivité relative et les pertes diélectriques des substrats Verre Epoxy et Verre-Téflon disponibles en salle de TP. Les méthodes sont proposées dans les fiches N°1, 2 et N°3.

Séance 3 :

- ✓ - Conception des filtres passe bas Tchebychev et elliptique en éléments localisés idéaux,
- ✓ - Conception des filtres passe-bas Tchebychev et elliptique, en technologie microruban, sur substrats Téflon **et** Epoxy,
- ✓ - Mesure des filtres passe-bas déjà réalisés.

Les spécifications et un résumé des tâches à développer pour l'étude de ces filtres sont proposés dans la fiche N°4. Afin de se rapprocher au mieux de la réalisation des filtres en éléments distribués, vous introduirez les discontinuités dans les schémas de simulations. Des explications sur les effets de discontinuités sont données dans la fiche N°3.

N'oubliez pas que durant la première séance vous avez théoriquement déterminé les propriétés des substrats utilisés dans le cadre de ces TP. Vous veillerez donc à utiliser ces résultats pour la conception des filtres en éléments distribués.

Mesurer les filtres passe bas déjà réalisés. Confronter les résultats obtenus aux simulations.

Séance 4 :

- ✓ - Conception de filtres passe-bande à partir d'un gabarit de filtrage,
- ✓ - Etude des filtres passe-bande et/ou réjecteurs à saut d'impédance.

Afin de valider le fonctionnement du filtre passe bande, vous le dimensionnerez, dans un premier temps, en éléments localisés. En vous appuyant sur la fiche N°5 et éventuellement sur vos encadrants, vous proposerez un modèle équivalent à base de lignes de transmission pour chacune des cellules constitutives du filtre en éléments localisés. Vous validerez vos solutions par des simulations appropriées. Vous étudierez particulièrement le choix des conditions de terminaisons des cellules parallèles (stubs court-circuit ou circuit ouvert) ainsi que des cellules séries (inverseur quart d'onde ou ligne demi-onde) sur la réponse en fréquence de ces cellules.

Dans un second temps et sans gabarit précisé, vous ferez l'analyse du comportement des stubs à saut d'impédance et envisagerez leur association pour concevoir des filtres passe-bande à faible bande passante.

Séance 5 :

- ✓ - Etude d'un amplificateur à bande étroite, faible niveau
- ✓ - Terminer les différentes études

Cette dernière séance est consacrée à la conception d'un amplificateur à bande étroite. Après avoir préalablement étudié la datasheet du transistor AT-41485 et vérifié la matrice de répartition de ce transistor pour la polarisation retenue, vous devrez déterminer les impédances à présenter en entrée et en sortie du transistor pour assurer le maximum de gain disponible (MAG) à 2GHz. Vous expliquerez la démarche que vous avez retenue et validerez par des simulations adéquates. Des maquettes avec le transistor associé à son circuit de polarisation sont disponibles pour que vous puissiez valider par la pratique la solution retenue. Vous discuterez les résultats obtenus.

Afin de réaliser de manière efficace cette étape, vous pourrez vous appuyer sur les résultats des TD n°8 et n°9, les explications données dans la Fiche N°6 et de la notice du transistor donnée en Annexes N°5 et 7.

Pour la simulation circuit, nous vous rappelons que le modèle du transistor est à insérer dans la bibliothèque du logiciel ADS (Annexe 6).

Un rapport par binôme de binôme est à rendre à vos enseignants de TP deux semaines après la fin des TP.

Résumé des objectifs des cinq séances de projet

Cette partie du document a pour ambition de préciser les objectifs et le séquençement du cycle de TP relatif aux enseignements de l'électronique Hautes Fréquences. Suite aux concepts présentés en cours, puis appliqués en TD de manière théorique et sans contexte particulier, les séances de TP sont là pour vous permettre de rendre ces notions concrètes en réalisant des fonctions très classiques de l'électronique. L'objectif est donc de vous mettre en situation d'ingénieur de conception devant faire un certain nombre de choix (technologiques et de conception) afin de répondre à des cahiers des charges spécifiques. Ce cycle de TP a aussi pour ambition de vous montrer qu'à partir des notions de l'électronique basse fréquence que vous connaissez déjà, il est possible de concevoir un certain nombre de fonctions en radio-fréquences et de vous sensibiliser à la problématique de modélisation (quels modèles utiliser et quels domaines de validité).

Le fil conducteur en est la conception de certaines fonctions classiquement rencontrées dans les chaînes d'émission / réception en hautes fréquences à savoir les fonctions de filtrage et d'amplification. Pour la synthèse de ces différentes fonctions, la technologie de conception retenue est la technologie microruban qui est une technologie intéressante dans la mesure où elle est compatible avec le report de composants localisés (transistors, CI et CMS) et avec une production de masse (faible coût). Les concepts abordés sur cette technologie seront transposables à n'importe quelle autre technologie supportant un mode TEM ou quasi-TEM (coplanaire, triplaque, ...).

1. Etude et caractérisation de la technologie retenue

Comme nous l'avons précisé précédemment, la technologie de réalisation retenue est la technologie microruban (*microstrip*). Elle s'appuie sur deux couches métalliques séparées l'une de l'autre par une couche diélectrique (Figure 1) dont les propriétés physiques (permittivité relative ϵ_r et pertes ($\tan \delta$)) ne sont connues qu'avec une précision relative, liée notamment aux méthodes de caractérisation mises en œuvre par les fabricants de diélectriques (méthodes basse fréquence ou HF monofréquence).

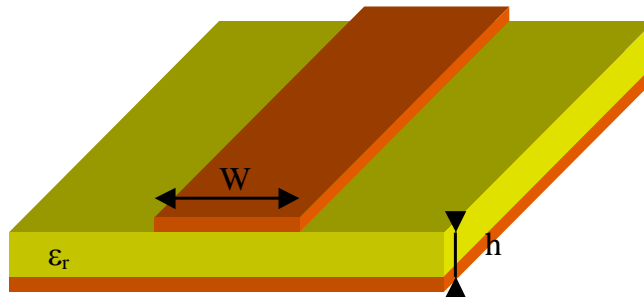


Figure 1 : Exemple de ligne microruban

Or la connaissance précise de ces paramètres est gage d'une modélisation de qualité des fonctions à synthétiser sur leur bande de fonctionnement. Le travail préliminaire est donc la caractérisation des technologies sur lesquelles vous allez vous appuyer (microruban sur verre-epoxy et sur verre teflon). Nous vous proposons de mettre en œuvre une méthode de caractérisation large bande consistant à observer l'impédance ramenée à l'entrée d'une ligne de transmission. Son impédance caractéristique doit être choisie différente de l'impédance de charge, elle-même égale à celle du générateur. Vous devrez alors proposer une modélisation sous le logiciel ADS (logiciel retenu pour la conception) de la ligne mesurée afin d'extraire les paramètres physiques de la technologie (ϵ_r et $\tan \delta$). Afin d'améliorer la précision de l'extraction, cette modélisation doit être la plus précise possible (prise en compte des paramètres géométriques réels des lignes, des discontinuités). Chacune des lignes a pu être mesurée sous binoculaire et les paramètres géométriques mesurés sont donnés dans les tableaux suivants :

Impédance caractéristique	W_{acc1}	L_{acc1}	W_{acc2}	L_{acc2}	W	L
$Z_c < 50\Omega$	3.019	10.274	3.017	10.063	7.997	99.996
$Z_c > 50\Omega$	2.946	10.197	2.971	10.382	0.471	100.042

Epoxy h=1.50mm

Impédance caractéristique	W_{acc1}	L_{acc1}	W_{acc2}	L_{acc2}	W	L
$Z_c < 50\Omega$	4.805	10.16	4.788	10.092	10.03	100
$Z_c > 50\Omega$	4.76	10.288	4.82	9.917	0.55	100.058

Téflon hauteur = 1.58mm

Impédance caractéristique	W_{acc1}	L_{acc1}	W_{acc2}	L_{acc2}	W	L
$Z_c < 50\Omega$	4.278	5.345	4.225	5.349	7.87	74.82
$Z_c > 50\Omega$	4.397	5.385	4.302	4.925	0.469	74.978

Téflon hauteur = 1.58mm

Tableau 1 : Tableaux donnant les paramètres géométriques des lignes en millimètres permettant l'extraction des paramètres physiques des technologies retenues.

Pour certaines discontinuités (de largeur, en T, en croix, de bout de ligne CO ou CC, ...), des modèles ADS existent. Par contre, concernant les discontinuités aux accès (transition mode coaxial / mode microruban), aucun modèle n'est proposé dans les bibliothèques d'ADS. Au besoin, il conviendra alors d'introduire ces discontinuités en plaçant entre les terminaux et les lignes d'accès 50Ω un modèle de discontinuité simple composé d'une capacité parallèle et d'une self série. En exploitant le mode tuning d'ADS, il sera alors possible de trouver quelles sont les valeurs de permittivité relative ϵ_r et de $\tan\delta$ (ainsi que les valeurs de la self et de la capacité modélisant la transition) qu'il conviendra de retenir dans la modélisation des fonctions (filtrage et amplification) que l'on vous demande de synthétiser. Un exemple de modèle réaliste d'une ligne de caractérisation est alors donné Figure 2.

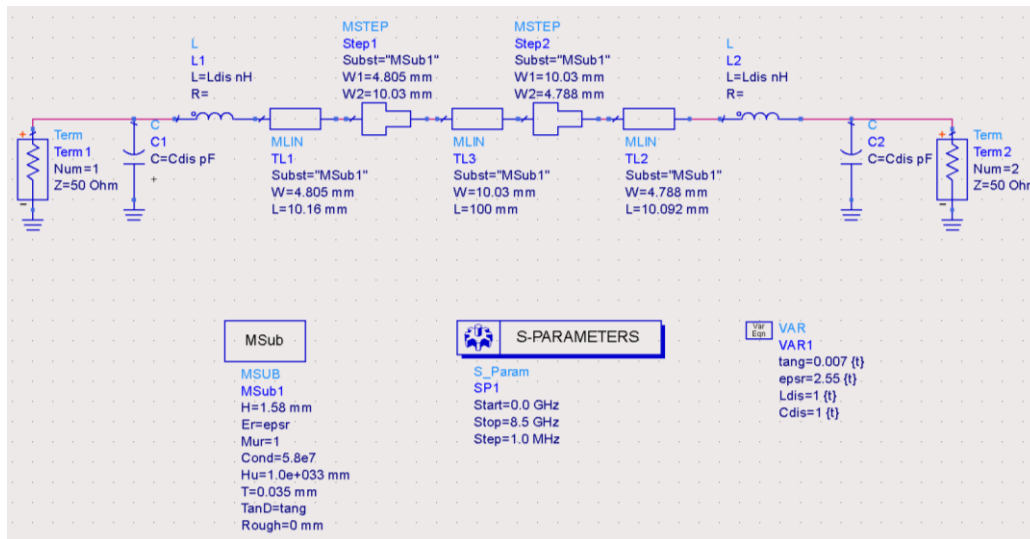


Figure 2 : Exemple de modélisation d'une ligne de caractérisation

2. La synthèse de filtres passe-bas en technologie microruban.

La montée en fréquence implique que le comportement des éléments réactifs localisés (capacité et inductance de type CMS ou traversants) n'est plus forcément maîtrisé dès lors que la fréquence est élevée (proche de leur fréquence de résonance propre et au-delà). Il convient alors de trouver des alternatives technologiques pour lever ce verrou. Dans le travail proposé, nous souhaitons exploiter le comportement de lignes de transmission en mode TEM (ou quasi TEM) qui lorsque les longueurs d'onde excitées dans la structure sont grandes (relativement aux éléments de lignes) se comportent comme des éléments selfiques séries ($Z_c > Z_0$) ou comme des capacités parallèles ($Z_c < Z_0$).

La réalisation de ce type de filtre en éléments quasi-localisés se déroule alors de la manière suivante :

- Dans un premier temps, il convient de déterminer, comme pour toutes synthèses de filtres, l'ordre du filtre à mettre en œuvre (suivant la fonction d'approximation retenue) permettant de satisfaire le gabarit.
- A partir de l'ordre, soit en s'appuyant sur les formules ou sur les abaques, il est alors possible de trouver les valeurs des éléments normalisés du filtre prototype (les g_i).
- Après dénormalisation (en fréquence et en impédance), la valeur des éléments réactifs est trouvée. A l'aide d'ADS, la simulation du filtre peut être réalisée. Elle vous permettra, dans un premier temps, de valider la fonction de filtrage (respect du gabarit) et vous servira aussi de référence lors de la comparaison avec le comportement du filtre en technologie microruban.
- En utilisant les équivalences présentées fiche n°4, il est alors possible de calculer les longueurs des tronçons de lignes d'impédance caractéristique donnée (imposée par la technologie pour $Z_c > Z_0$, et limites électromagnétiques pour $Z_c < Z_0$) synthétisant respectivement les inductances séries et les capacités parallèles précédemment déterminées.

L'analyse de la réponse en fréquence des filtres synthétisés en technologie microruban, même s'ils répondent pratiquement aux contraintes imposées par le gabarit, souffre de plusieurs problèmes :

- En bande passante, l'ondulation est plus importante que souhaitée et la fréquence de coupure plus faible que celle imposée par le gabarit. Il vous faudra justifier et si possible proposer des solutions pour compenser ces défauts. Vous pourrez vous appuyer sur la bibliothèque d'optimisation d'ADS en autorisant judicieusement certaines dimensions comme degrés de liberté pour l'optimisation.
- En bande atténuée, vous devez observer à certaines fréquences une remontée du coefficient de transmission. De nouveau, vous devez, par une analyse cohérente, justifier ces remontées, proposer et valider les solutions en simulation sous ADS.

Pour compléter cette étude, des maquettes ont été réalisées afin de vous permettre de les mesurer et ainsi de confronter les résultats expérimentaux à vos simulations. Cette validation est nécessaire dans un processus de prototypage HF.

3. La synthèse de filtres passe-bande / réjecteur à stubs.

Les filtres passe-bande sont réalisés autour de structures résonantes (circuits LC série ou parallèle) associées les unes aux autres. L'objectif, ici, est de montrer qu'il est possible d'utiliser des résonateurs à stubs pour synthétiser des filtres passe-bande. Dans un premier temps en reprenant la fiche n°5, vous allez montrer certaines propriétés qu'il conviendra par la suite d'exploiter pour former des solutions de filtrage passe-bande. Vous montrerez ainsi qu'un stub CO ou CC autour d'une fréquence particulière se comporte comme un résonateur en parallèle sur la ligne de transmission. Suivant la nature de la terminaison et sa longueur, celui-ci sera un résonateur série ou parallèle. Vous montrerez aussi qu'il est possible de maîtriser la largeur de bande (passante ou de réjection suivant la nature du résonateur synthétisé). Afin d'associer plusieurs résonateurs, il est possible d'utiliser des inverseurs d'impédance qui permettent :

- La transformation d'une cellule résonante parallèle en cellule résonante série,
- La délocalisation des différentes cellules.

Ces différents éléments doivent vous amener à la conception d'un filtre passe-bande ou réjecteur à plusieurs pôles (deux à trois afin de maîtriser le comportement en bande passante).

D'une manière un peu plus originale, nous vous demandons aussi d'étudier la possibilité de réalisation de filtres passe-bande (faible bande passante) à partir de l'utilisation de stubs à saut d'impédance. Cette partie de l'étude est un peu plus prospective mais vous pouvez vérifier les résultats par simulation sous ADS ou encore en utilisant certaines maquettes et du scotch cuivré pour la validation expérimentale.

4. La synthèse d'un amplificateur faible bande adapté en MAG.

L'objectif ici est de reprendre la méthodologie de conception vue en TD d'un amplificateur faible bande adapté en MAG (Maximum Available Gain). Il conviendra dans un premier temps de vérifier les conditions de polarisation du transistor retenues et de mesurer sa matrice de répartition en fonction de la fréquence pour cette polarisation particulière. A partir de ces éléments, vous pourrez conclure quant à la stabilité inconditionnelle de cet amplificateur (application du critère de Rollett) et ainsi déterminer les impédances à présenter à l'entrée et à la sortie du transistor afin d'assurer l'adaptation complexe conjuguée pour obtenir le MAG. Vous proposerez alors une solution en technologie microruban permettant d'obtenir ces conditions d'adaptation. Des maquettes sur substrats Epoxy sont à votre disposition pour valider expérimentalement les solutions qui vous semblent les plus intéressantes. De nouveau, vous comparerez ces résultats aux objectifs théoriques que vous avez obtenus en simulation.

Bon courage à tous car, comme vous pouvez le constater, le chemin est long pour atteindre tous les objectifs pédagogiques de ces séances de TP.

Présentation du document associé au mini projet

La présentation des différents concepts nécessaires à la mise en œuvre du mini projet est faite à partir de fiches et d'annexes auxquelles vous pouvez vous référer. Cependant, vous pouvez compléter votre approche des problèmes en consultant la bibliographie proposée ci-après.

Comme vous pouvez le voir ci-dessous, chaque fiche est dédiée à un concept ou une fonction.

Fiche N°1 : Mesure de la permittivité relative effective et de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban d'impédance caractéristique différente de 50Ω .

Fiche N°2 : Mesure de la permittivité relative effective d'une ligne microruban à partir de l'analyse de la réponse en fréquence d'un circuit comportant un stub circuit ouvert

Fiche N°3 : Discontinuités sur lignes microrubans

Fiche N°4 : Synthèse de filtres passe-bas.

Fiche N°5 : Conception d'un filtre passe bande à base de stubs et de lignes quart d'onde et demi-onde. (*Conception d'un filtre passe-bande à partir d'une approche basée sur une analyse physique du problème et les connaissances acquises sur la théorie des circuits*).

Fiche N°6 : Adaptation faible bande d'un amplificateur hyperfréquence

Rappel théorique N°1 : La technologie microruban

Rappel théorique N°2 : Rappels sur la matrice S

Rappel théorique N°3 : Les graphes de fluence

Annexe N°1 : Les principales commandes d'ADS

Annexe N°2 : Principe de fonctionnement des analyseurs scalaire et vectoriel

Annexe N°3 : Prise en main de l'analyseur vectoriel utilisé pour ces TP – Quelques commandes à connaître

Annexe N°4 : Sauvegarde des mesures au Format Touchstone

Annexe N°5 : Notice du transistor AT41485 utilisé pour la conception de l'amplificateur

Annexe N°6 : Chargement des bibliothèques de transistors non disponibles dans les dernières versions d'ADS

Annexe N°7 : Schéma de polarisation du transistor

Annexe N°8 : Techniques de photolithographie

Fiche N°1 : Mesure de la permittivité relative et de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban d'impédance caractéristique différente de 50Ω.

Objectif de la mesure

Déterminer la valeur et éventuellement la variation fréquentielle de la permittivité effective (dispersion du mode fondamental) de deux types de substrats :

- Le verre époxy de type FR4 d'épaisseur 1.58 mm, $\epsilon_r \in [4; 5]$
- Le verre téflon d'épaisseur 1.58 mm, $\epsilon_r \in [2; 3]$

Estimer l'impédance caractéristique de la ligne de propagation.

Principe de la mesure

1. Identification des paramètres $\epsilon_{r_{eff}}$ et Z_c d'une ligne de transmission pour chaque substrat en fonction des dimensions de la ligne de transmission

La mesure proposée est basée sur la théorie des lignes : On mesure la variation du module du coefficient de réflexion dans le plan d'entrée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c chargée par une charge adaptée à celle du générateur c'est à dire 50Ω. Aux fréquences où la ligne a une longueur égale à $k \cdot \frac{\lambda_g}{2}$ (points de type 2), on restitue à l'entrée de la ligne l'impédance de 50Ω et le coefficient de réflexion est faible, voire théoriquement nul. Aux fréquences où la ligne a une longueur égale à $(2k + 1) \cdot \frac{\lambda_g}{4}$ (points de type 1), cette ligne se comporte comme un transformateur quart d'onde et la résistance mesurée est alors proportionnelle au carré de l'impédance caractéristique de la ligne.

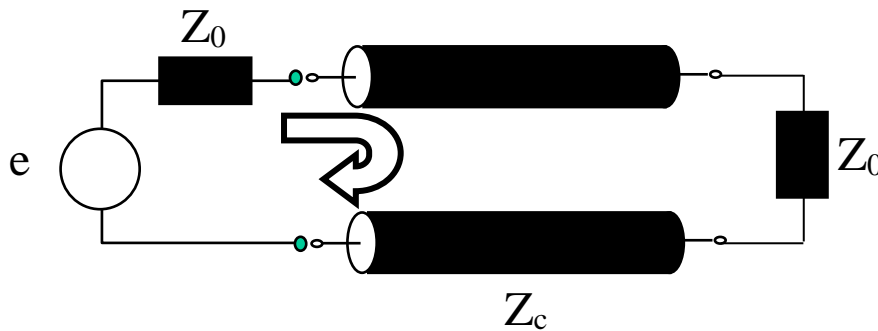


Figure 1. Principe de la mesure.

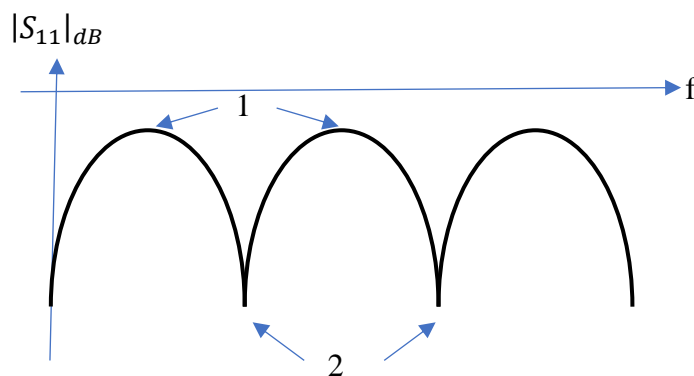


Figure 2. Exemple de mesure.

Pour les deux lignes d'impédance caractéristiques différentes de 50Ω sur chaque substrat :

- Calculez la valeur de l'impédance caractéristique associée aux fréquences d'intérêt et justifiez les résultats obtenus,
- Calculez la valeur de la permittivité effective associée aux fréquences d'intérêt et justifiez les résultats obtenus (vous pourrez par exemple tracer le diagramme de dispersion du mode se propageant dans le guide).

2. Identification des paramètres ϵ_r et $\tan\delta$ d'une ligne de transmission pour chaque substrat en fonction des dimensions de la ligne de transmission

La technologie de réalisation retenue est la technologie microruban (*microstrip*). Elle s'appuie sur deux couches métalliques séparées l'une de l'autre par une couche diélectrique dont les propriétés physiques (permittivité relative ϵ_r et pertes ($\tan \delta$)) ne sont connues qu'avec une précision relative, liée notamment aux méthodes de caractérisation mises en œuvre par les fabricants de diélectriques (méthodes basse fréquence ou HF monofréquence) et à la dispersion naturelle de ces substrats (matériaux non homogènes). Or la connaissance précise de ces paramètres est le gage d'une modélisation de qualité des fonctions à synthétiser sur leur bande de fonctionnement. Le travail préliminaire est donc la caractérisation des technologies sur lesquelles vous allez vous appuyer (microruban sur verre-epoxy et sur verre teflon).

Nous vous proposons de mettre en œuvre une méthode de caractérisation large bande consistant à observer l'impédance ramenée à l'entrée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique différente de 50Ω . Vous devrez alors proposer une modélisation sous le logiciel ADS (logiciel retenu pour la conception) de la ligne mesurée afin d'extraire les paramètres physiques de la technologie (ϵ_r et $\tan\delta$). Afin d'améliorer la précision de l'extraction, cette modélisation doit être la plus précise possible (prise en compte des paramètres géométriques réels des lignes, des discontinuités).

Description du montage de mesure :

Le montage utilise l'analyseur vectoriel, l'élément sous test est une ligne microruban chargée par une charge adaptée 50Ω .

Description de la mesure et collecte des résultats bruts :

Après avoir réalisé le calibrage* sur la bande de fréquences pour la mesure, l'Elément Sous Test (E.S.T.), en l'occurrence la plaque sur laquelle sont gravées les différentes lignes chargées par des charges adaptées, est monté sur le connecteur de mesure (Mesure en réflexion).

La mesure peut être faite directement sur l'analyseur en plaçant les marqueurs aux différentes fréquences d'intérêt. (Valeur de la fréquence et valeur de l'amplitude en dB du coefficient de réflexion (« return loss »)). Il est aussi possible d'enregistrer ces mesures sur une clé USB pour un traitement ou une exploitation ultérieurs.

Le « typon »** du circuit réalisé est donné en figure 3.

***calibrage** : phase préliminaire à toute mesure ayant pour but de régler la dynamique de mesure et de corriger certaines imperfections du système de mesure (cf annexe de présentation de l'appareil)

****typon** : masque ayant été utilisé pour la réalisation du circuit par des techniques de photogravure.

$$W = 8\text{mm}$$



$$W = 3\text{mm} / 4.8\text{mm}$$



$$W = 0.5\text{mm}$$



Figure 3. Typon du circuit à mesurer.

Fiche N°2 : Mesure de la permittivité relative effective d'une ligne microruban à partir de l'analyse de la réponse en fréquence d'un circuit comportant un stub circuit ouvert

Objectif de la mesure

Déterminer, pour certaines fréquences, la permittivité relative effective d'une ligne d'impédance caractéristique proche de 50Ω . Estimer la valeur de l'impédance caractéristique des lignes sous test.

Principe de la mesure

Si un stub de longueur L , en circuit ouvert, est monté en parallèle sur une ligne microruban, pour certaines fréquences telles que $L = (2 \cdot k + 1) \cdot \frac{\lambda_g}{4}$, l'impédance ramenée en parallèle sur la ligne est un court-circuit. La structure se comporte alors comme un filtre coupe bande et la transmission est atténuée de manière importante. Par la mesure de la fréquence de plus grande atténuation et la connaissance de la géométrie de la structure, on peut donc déterminer la permittivité relative effective.

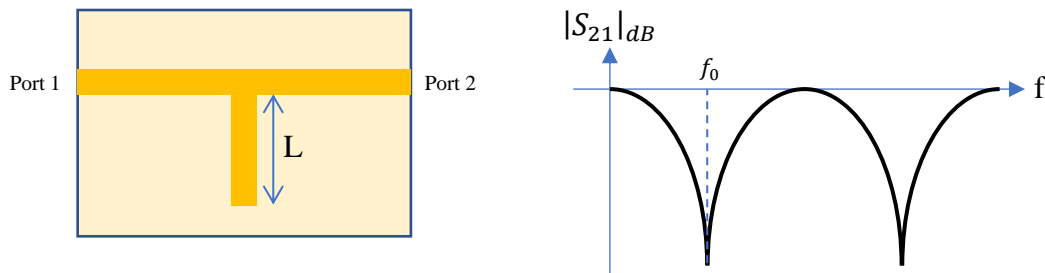


Figure 1. Principe de la mesure

Description de la mesure

Le montage utilise l'analyseur de réseau. Le dispositif sous test, ici le stub C.O., est monté en transmission entre le port émission et le port réception de l'analyseur.

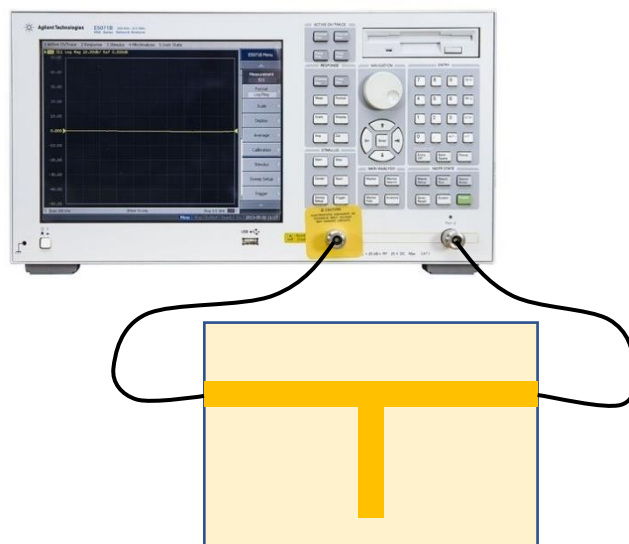


Figure 2. Montage de mesure

Description de la mesure et collecte des résultats bruts :

Après avoir calibré en transmission l'analyseur scalaire, on insère l'élément sous test entre le port émission et le port réception de l'analyseur grâce à des câbles coaxiaux souples. La maquette à tester possédant des connecteurs de type « miniature », il faut prévoir des transitions entre ce type de connecteur et les connecteurs de type N de l'analyseur vectoriel.

La mesure de la fréquence peut se faire directement sur l'écran de l'analyseur en utilisant un marqueur. Cette mesure peut être enregistrée sur clé USB.

Précautions à prendre pour le dépouillement des mesures.

Par rapport au cas idéal, le circuit ouvert n'est pas parfait (discontinuité de bout de ligne pour une ligne microruban). De la même manière la jonction entre le stub et la ligne (discontinuité en té) introduit une discontinuité des champs qu'il est parfois nécessaire de prendre en compte pour corriger les mesures brutes. (cf fiche : Discontinuités sur lignes microrubans).

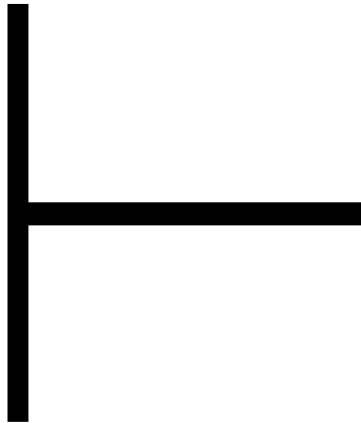


Figure 3. Typon du circuit

Fiche N°3 : Discontinuités sur lignes microrubans

La réalisation de fonctions passives, telles que les filtres ou les coupleurs, à partir de lignes microrubans, introduit des variations de géométries que nous appellerons discontinuités.

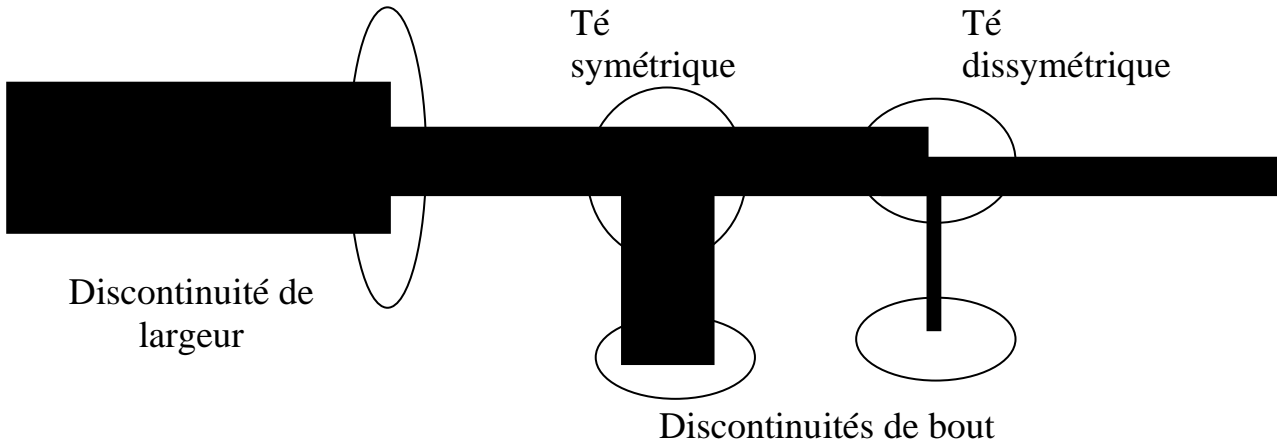


Figure 1. Différents types de discontinuités

Les discontinuités que l'on rencontre le plus souvent sont représentées sur la Figure 1, il s'agit de la discontinuité de largeur, de la discontinuité de bout de ligne et de la discontinuité en té, ce té pouvant être symétrique ou dissymétrique.

Au voisinage de la discontinuité les champs électromagnétiques sont déformés. Pour expliquer théoriquement cette déformation, il est nécessaire de faire intervenir les modes supérieurs de la ligne microruban qui sont *a priori* sous coupure et donc évanescents. L'énergie associée à ces modes évanescents étant imaginaire pure (énergie réactive), on fera correspondre à ces discontinuités des schémas équivalents dipolaires ou quadripolaires constitués de réactances. Si sur une discontinuité, une partie de l'énergie est rayonnée, cette énergie est perdue et le schéma équivalent à la discontinuité comprend nécessairement une résistance pour rendre compte des pertes par rayonnement.

Nous donnons ci-après un schéma équivalent possible pour les principales discontinuités que vous allez rencontrer dans l'élaboration des différentes fonctions de ce mini-projet.

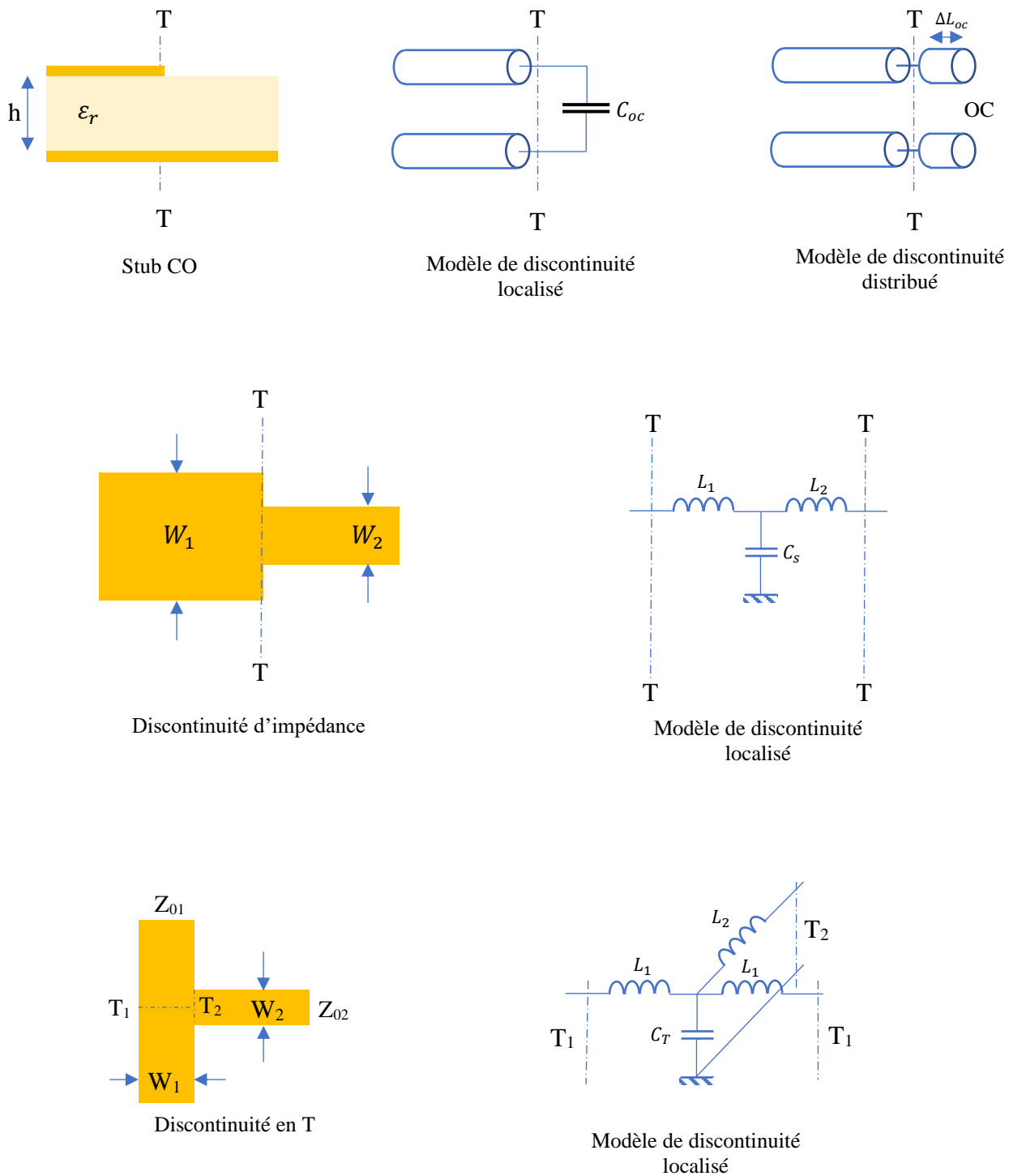


Figure 2. Quelques discontinuités en lignes microrubans et leurs schémas équivalents circuit

Fiche N°4 : Synthèse de filtres passe bas

Introduction

La synthèse des filtres en hyperfréquences est basée sur la théorie des filtres développée dans le cours d'électronique de 3^{ème} et 4^{ème} années. Une synthèse directe est possible si l'on fait cette synthèse à la fréquence de coupure du passe-bas équivalent. Dans cette première approche, c'est ce que nous ferons.

Par une transformation de fréquence spécifique, tenant compte du caractère distribué des éléments de lignes constituant les filtres, il est possible d'aboutir à des synthèses large bande. C'est ce que nous verrons par la suite en 5^{ème} année.

Pour pouvoir construire un filtre, il est nécessaire de faire correspondre des tronçons de lignes à des circuits électriques équivalents. Dans le paragraphe suivant, nous vous proposons d'analyser quelques cas de circuits équivalents.

Synthèse de filtres passe-bas

Pour réaliser un filtre passe bas, il est nécessaire de synthétiser à partir de tronçons de lignes des inductances série et des capacités à la masse (cf cours).

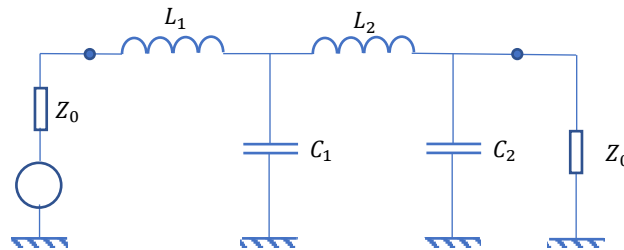
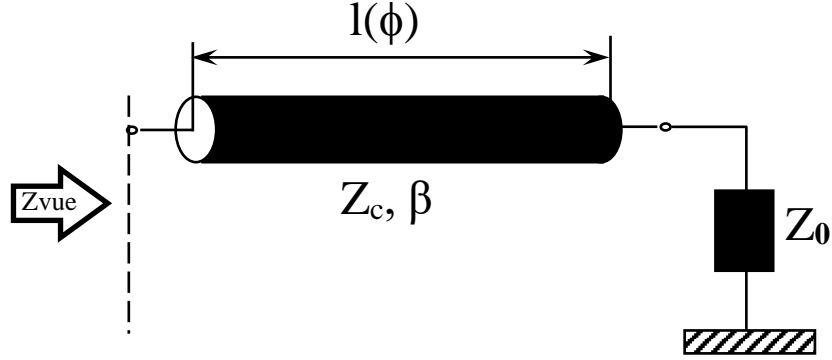


Figure 1. Schéma électrique d'un filtre passe-bas.

La manière la plus simple d'aborder le problème est de considérer des tronçons de lignes de longueur très inférieure à la longueur d'onde guidée à la fréquence de coupure du filtre (typiquement $l < \lambda_g/10$) et de rechercher les conditions pour que de tels tronçons de ligne soient équivalents soit à des inductances, soit à des capacitances. C'est ce que nous vous proposons d'établir maintenant.

Equivalence entre un tronçon de ligne de faible longueur et d'impédance caractéristique faible et une capacité à la masse



L'idée ici consiste à observer l'impédance ramenée ou vue Z_{vue} en entrée de la ligne chargée par Z_0 et d'en proposer un schéma équivalent en fonction de certaines hypothèses d'exploitation. Rappelons dans un premier temps l'équation de l'impédance ramenée dans le cas d'une ligne sans perte :

$$Z_{vue} = Z_c \cdot \frac{Z_0 + i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_c + i \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l)}$$

Supposons maintenant que $l \ll \lambda_g$ et $Z_c \ll Z_0$. Dans ces conditions, l'impédance ramenée devient, en négligeant $i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta \cdot l)$ devant Z_0 :

$$Z_{vue} = \frac{Z_0 \cdot Z_c}{i \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l) + Z_c}$$

Soit :

$$Y_{vue} = \frac{1}{Z_0} + i \cdot \frac{1}{Z_c} \cdot \tan(\beta \cdot l)$$

En utilisant l'hypothèse $l \ll \lambda_g$ soit encore $\beta \cdot l \ll 2\pi$, il est possible de linéariser la tangente autour de 0. Nous obtenons alors :

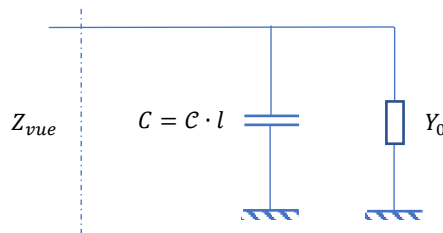
$$Y_{vue} = \frac{1}{Z_0} + i \cdot \frac{1}{Z_c} \cdot \tan(\beta \cdot l) \cong \frac{1}{Z_0} + i \cdot \frac{1}{Z_c} \cdot \beta \cdot l$$

Or nous savons que $Z_c = \mathcal{L}v_\phi = \frac{1}{Cv_\phi}$ et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi}{\frac{v_\phi}{f}} = \frac{\omega}{v_\phi}$. Par conséquent :

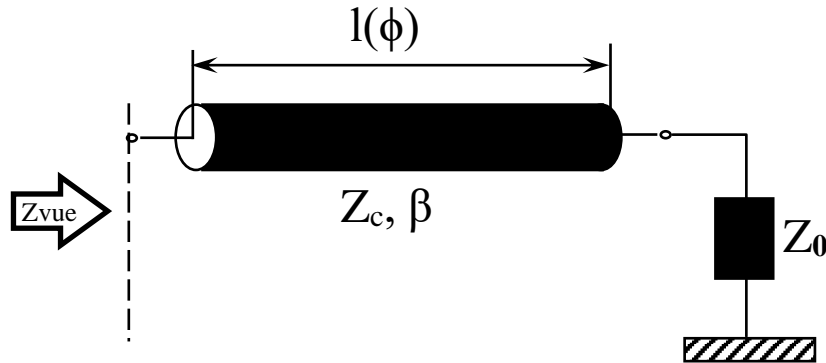
$$Y_{vue} \cong \frac{1}{Z_0} + i \cdot C v_\phi \cdot \frac{\omega}{v_\phi} \cdot l = \frac{1}{Z_0} + i \cdot C \cdot l \cdot \omega$$

avec \mathcal{L} l'inductance linéique de la ligne, C la capacité linéique de la ligne et v_ϕ la vitesse de phase de l'onde circulant.

Avec ces simplifications, il est possible de proposer un modèle équivalent circuit de la ligne chargée vue du plan de son plan d'entrée tel que la mise en parallèle de l'impédance Z_0 avec une capacité de valeur $C \cdot l$.



Equivalence entre un tronçon de ligne de faible longueur et d'impédance caractéristique élevée et une inductance.



De la même manière que précédemment, l'idée consiste à observer l'impédance ramenée ou vue Z_{vue} en entrée de la ligne chargée par Z_0 et d'en proposer un schéma équivalent en fonction des hypothèses d'exploitation. L'équation de l'impédance ramenée dans le cas d'une ligne sans perte est ici toujours valable :

$$Z_{vue} = Z_c \cdot \frac{Z_0 + i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_c + i \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l)}$$

Supposons maintenant que $l \ll \lambda_g$ et $Z_c \gg Z_0$. Dans ces conditions, l'impédance ramenée devient, en négligeant $i \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l)$ devant Z_c :

$$Z_{vue} = Z_c \cdot \frac{Z_0 + i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_c}$$

Soit :

$$Z_{vue} = Z_0 + i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta \cdot l)$$

En utilisant l'hypothèse $l \ll \lambda_g$ soit encore $\beta \cdot l \ll 2\pi$, il est possible de linéariser la tangente autour de 0. Nous obtenons alors :

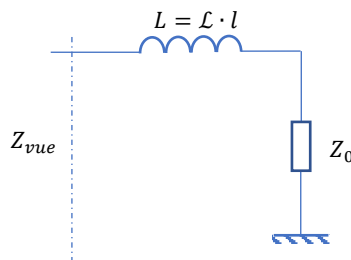
$$Z_{vue} = Z_0 + i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta \cdot l) \cong Z_0 + i \cdot Z_c \cdot \beta \cdot l$$

Or nous savons que $Z_c = \mathcal{L}v_\phi = \frac{1}{Cv_\phi}$ et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi}{\frac{v_\phi}{f}} = \frac{\omega}{v_\phi}$. Par conséquent :

$$Z_{vue} \cong Z_0 + i \cdot \mathcal{L}v_\phi \cdot \frac{\omega}{v_\phi} \cdot l = Z_0 + i \cdot \mathcal{L} \cdot l \cdot \omega$$

avec \mathcal{L} l'inductance linéique de la ligne, C la capacité linéique de la ligne et v_ϕ la vitesse de phase de l'onde circulant.

Avec ces simplifications, il est possible de proposer un modèle équivalent circuit de la ligne chargée vue du plan de son plan d'entrée tel que la mise en série de l'impédance Z_0 avec une inductance de valeur $\mathcal{L} \cdot l$.



Dans ces conditions, nous pouvons donner l'équivalence suivante entre le schéma électrique d'un filtre passe-bas classique et la structure microruban constituée de tronçons de lignes.

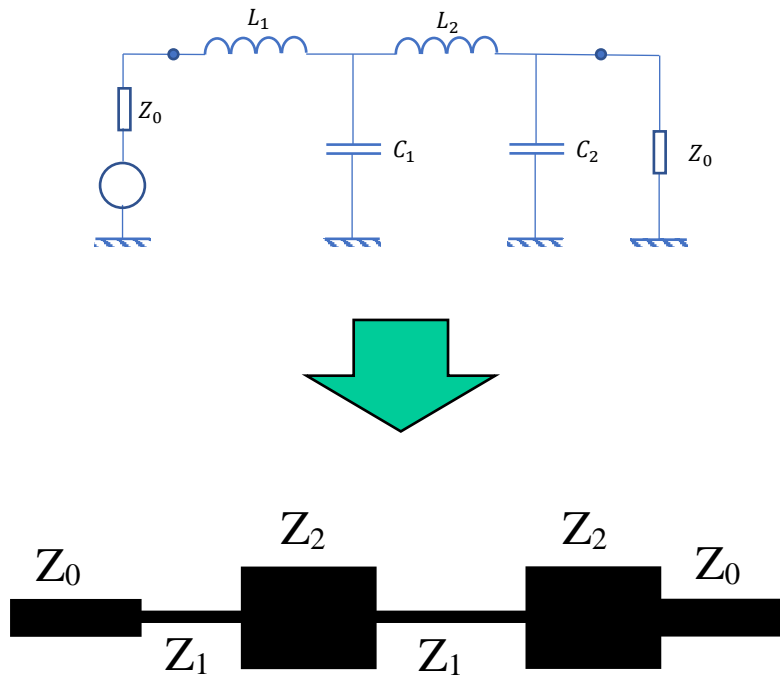


Figure 2. Equivalence entre le schéma électrique et la structure physique du filtre

On se fixe alors les limites de réalisation pour les largeurs de lignes de forte et de faible impédance : L'impédance caractéristique la plus élevée est choisie à partir des possibilités de précision de gravure ou de réalisation de masque dont on dispose, l'impédance caractéristique la plus faible est choisie de manière à ce que la largeur de la ligne soit de l'ordre de $\lambda_g/10$ à la fréquence de coupure afin d'éviter l'excitation de modes supérieurs à des fréquences proches de la fréquence de coupure du filtre. A partir de ces valeurs d'impédance caractéristique, on calcule la capacité linéique et l'inductance linéique des lignes respectivement de faible impédance caractéristique et de forte impédance caractéristique. Reste alors, à partir de la détermination des inductances et capacités correspondant à la synthèse électrique du filtre, à calculer les différentes longueurs permettant de réaliser ces inductances et capacitances.

Vous ferez attention à bien valider les hypothèses proposées et le cas échéant vous proposerez une approche plus cohérente pour le dimensionnement des lignes.

Synthèse de filtres passe-bas de Tchebychev

Le gabarit du filtre passe bas que nous souhaitons réaliser est donné en Figure 3.

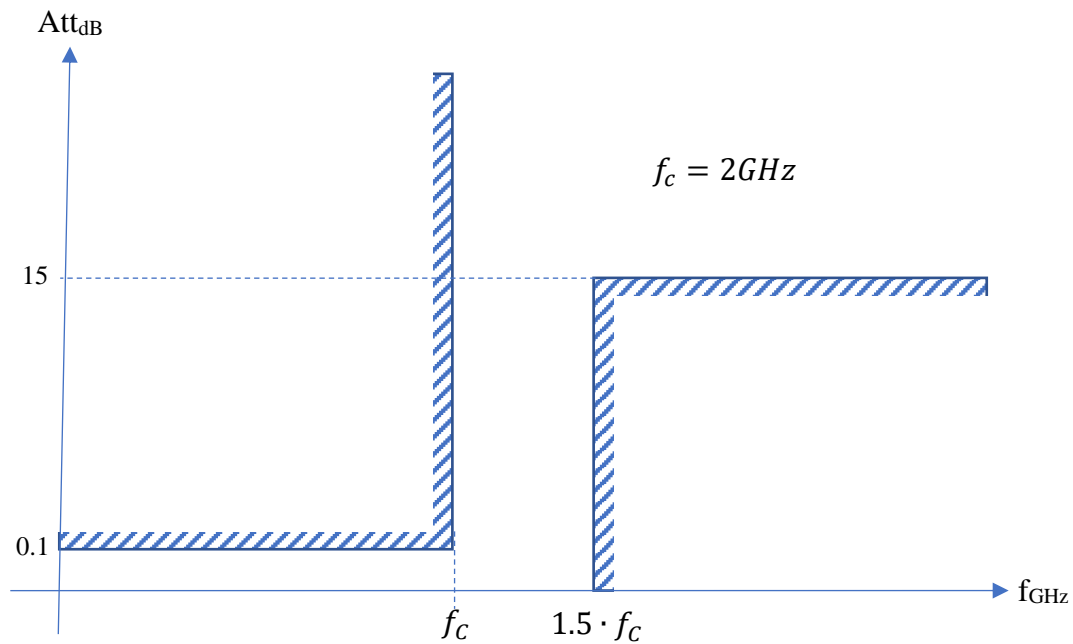


Figure 3. Gabarit du filtre passe-bas souhaité

Les différentes étapes à passer sont :

1. La détermination, en fonction du gabarit, de l'ordre du filtre et du schéma passe-bas normalisé.
2. En fonction de la fréquence de coupure choisie, le calcul des inductances et capacités correspondant aux éléments normalisés du filtre.
3. La simulation sous ADS du filtre passe bas électrique qui vous servira de référence.
4. En fonction des impédances caractéristiques « hautes » et « basses » choisies, la détermination des longueurs des tronçons de ligne.
5. La simulation sous ADS du filtre utilisant les tronçons de lignes.
6. La modification éventuelle de la géométrie du filtre par prise en compte du schéma équivalent aux discontinuités.
7. La caractérisation du filtre en utilisant l'analyseur de réseau.
8. Les conclusions

Abaques pour filtres de Tchebychev

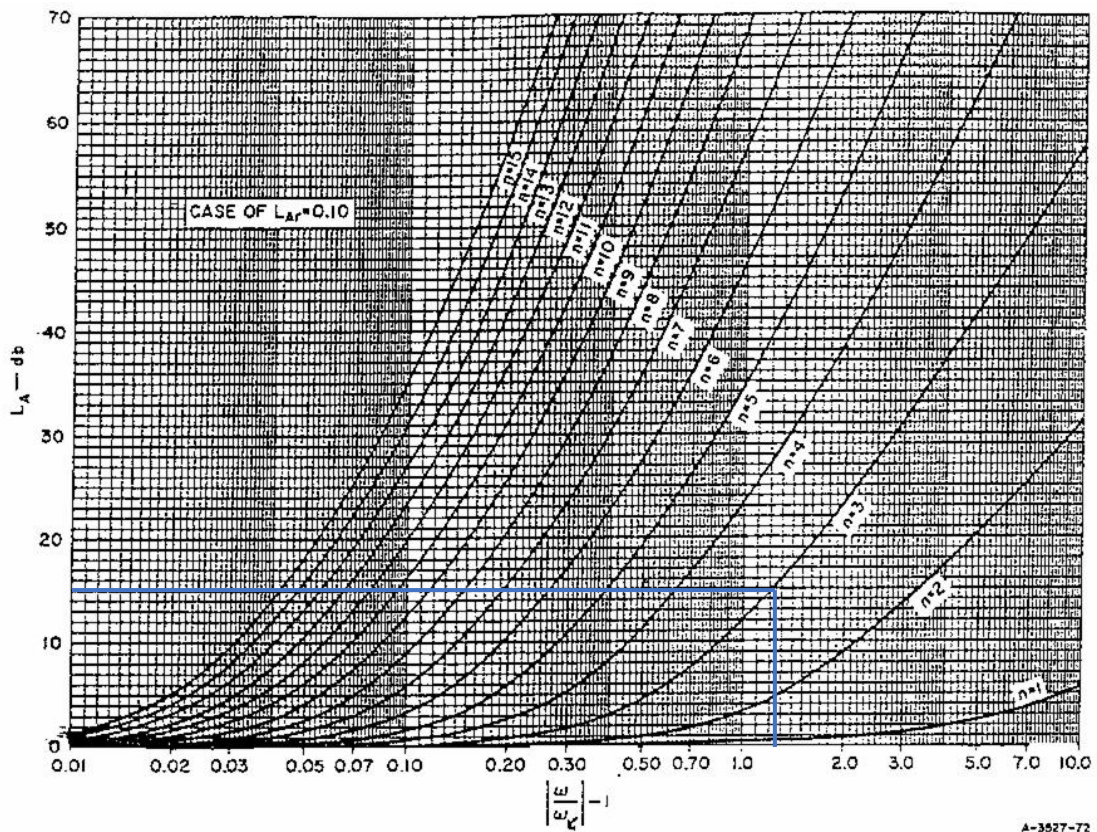


Figure 4. Nomogrammes permettant la détermination de l'ordre du filtre pour une ondulation maximale en bande passante de 0.1dB

Value of n	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
0.01dB Ripple											
1	0.0960	1									
2	0.4488	0.4077	1.1007								
3	0.6291	0.9702	0.6291	1							
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007						
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1					
6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4970	0.7098	1.1007				
7	0.7969	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7969	1			
8	0.8072	1.4130	1.7834	1.6833	1.8529	1.6193	1.5554	0.7333	1.1007		
9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.7125	1.8043	1.4270	0.8144	1	
10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.9362	1.7590	1.9055	1.6527	1.5817	0.7446	1.1007
0.1dB Ripple											
1	0.3052	1									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1					
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			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.601	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	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9623	0.8853	1.3554

Figure 5. Coefficients normalisés du filtre pour des niveaux d'ondulation de 0.01dB et 0.1dB

Synthèse de filtres passe-bas elliptiques

Le schéma électrique d'un filtre passe-bas elliptique est donné en figure 6.

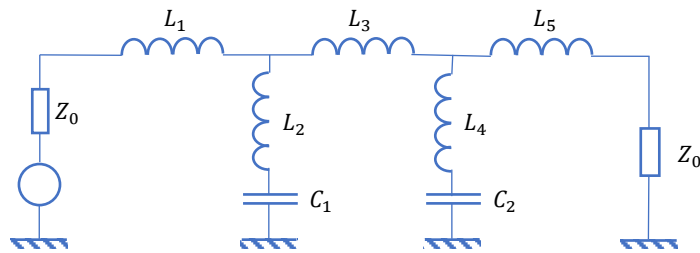


Figure 6. Filtre passe bas elliptique

Vous appliquerez la même démarche que celle que vous avez appliquée au filtre passe bas de Tchebychev en vous basant sur le gabarit présenté Figure 7 et en vous aidant des abaques fournis.

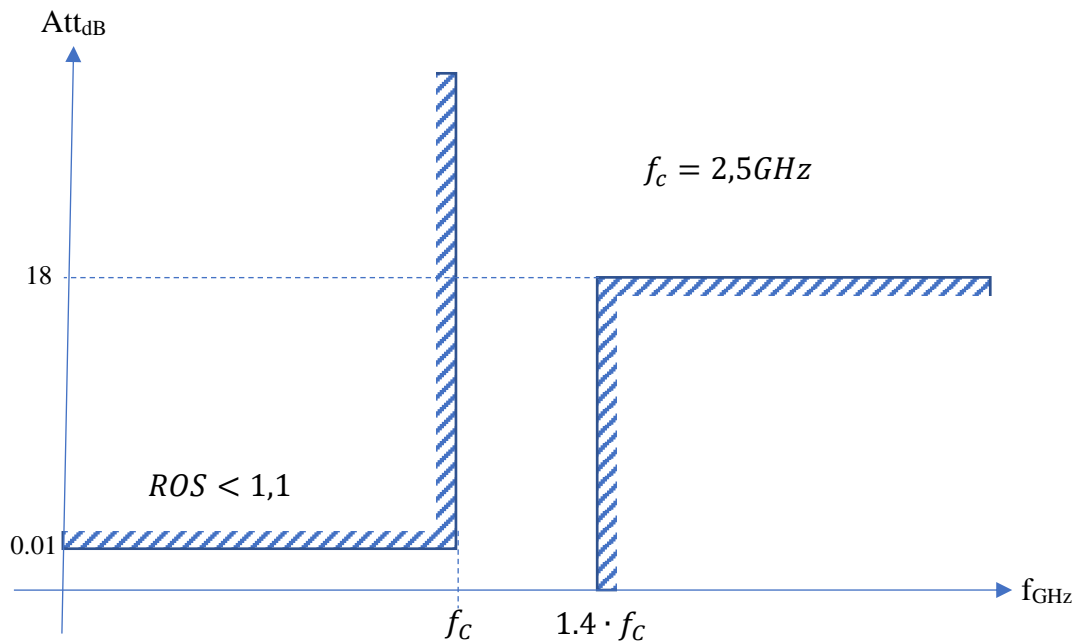


Figure 7. Gabarit du filtre passe-bas elliptique à réaliser.

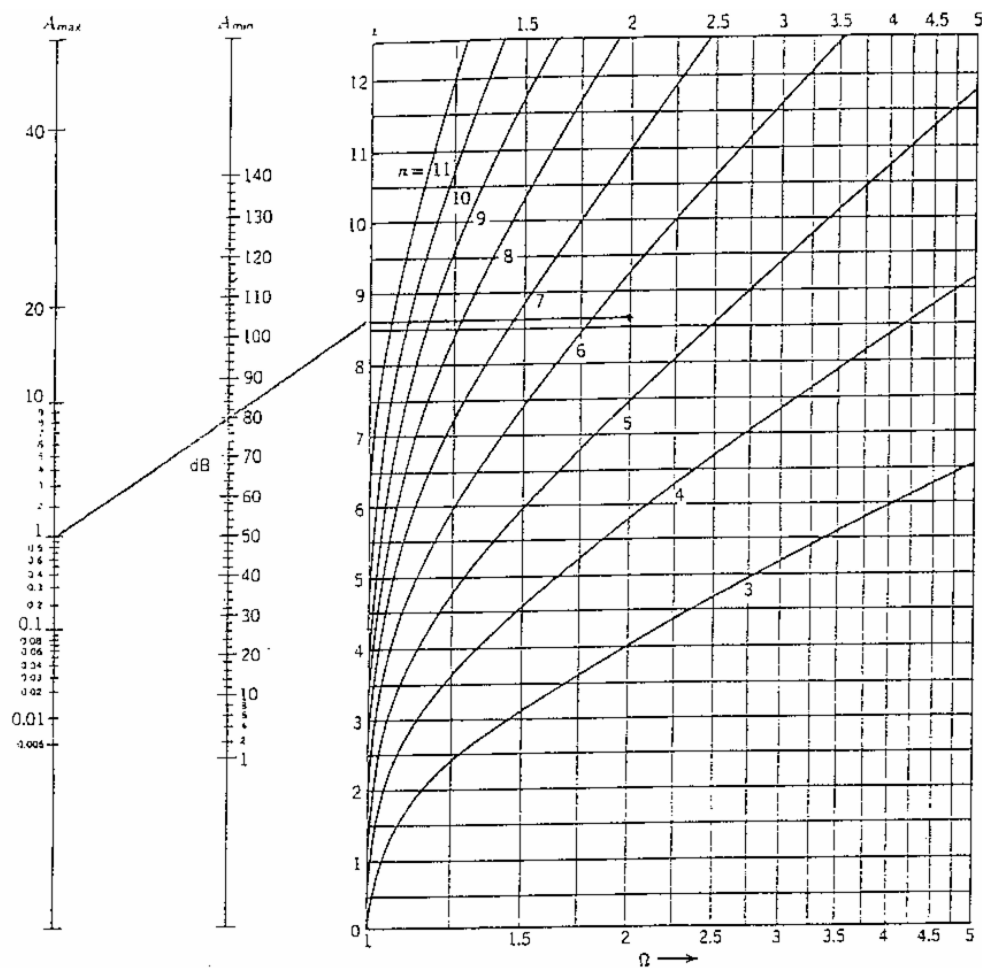
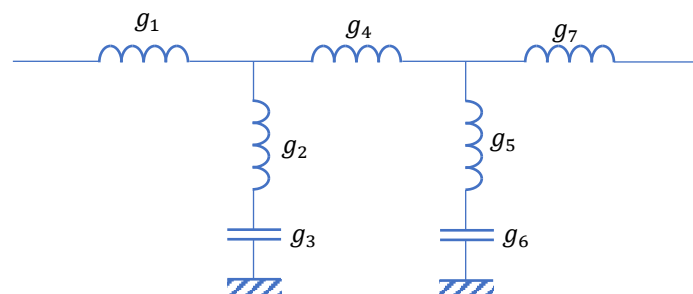


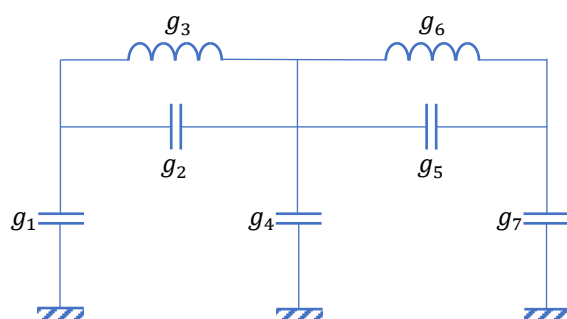
Figure 8. Abaques permettant la détermination de l'ordre du filtre

A_m (dB)	VSWR	Ω	A_s (dB)	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
0.0004	1.02	1.56	21.9	0.3588	0.1910	0.8809	1.0426	0.9135	0.4701	0.0396
	1.02	2	35.3	0.4159	0.0985	0.9605	1.0979	0.3201	0.7156	0.2555
	1.02	2.92	50.4	0.4559	0.0416	1.0106	1.1629	0.1182	0.3990	0.3805
0.004	1.06	1.31	20.5	0.4709	0.2716	0.9099	1.1385	1.1820	0.4054	0.0715
	1.06	1.56	31.4	0.5428	0.1560	1.0782	1.2211	0.5257	0.7274	0.3335
	1.05	2	44.3	0.5942	0.0922	1.1502	1.3195	0.2422	0.9457	0.4659
0.01	1.05	2.92	63	0.8290	0.351	1.1985	1.3934	0.0962	1.1061	0.5731
	1.10	1.22	20	0.5460	0.3242	0.9858	1.1056	1.4187	0.4457	0.1073
	1.10	1.41	30.2	0.6265	0.1920	1.1099	1.2706	0.6535	0.7125	0.3441
0.04	1.10	2	49.2	0.7072	0.0772	1.2257	1.4348	0.2205	1.0383	0.6804
	1.10	2.92	57.4	0.7406	0.0990	1.2732	1.5182	0.0895	1.1881	0.6683
	1.22	1.15	21.4	0.7083	0.3837	0.9943	1.2204	1.5864	0.4501	0.2483
0.18	1.22	1.31	31	0.8003	0.2232	1.1301	1.2675	0.7740	0.7108	0.4888
	1.22	1.74	48.2	0.8932	0.1022	1.2603	1.5758	0.2914	1.9395	0.7413
	1.22	2	55.3	0.9151	0.0733	1.2909	1.6348	0.2034	1.1264	0.8039
	1.22	2.92	78.5	0.9479	0.9515	1.3366	1.7273	0.0948	1.2521	0.8932
	1.5	1.15	27.5	1.0247	0.3729	1.0076	1.4125	1.2297	0.5370	0.5-14
	1.5	1.31	37.1	1.1203	0.2342	1.1251	1.6134	0.7148	0.7807	0.5177
	1.5	1.74	54.3	1.2178	0.1036	1.2429	1.9677	0.2867	1.0565	1.---
	1.5	2	61.4	1.2407	0.0744	1.2709	1.9355	0.2224	1.1320	1.1337
	1.5	2.92	79.5	1.2751	0.0321	1.3129	2.0413	0.0352	1.2193	1.2244

Figure 9. Nomogrammes pour la détermination du filtre passe bas elliptique normalisé



Topologie impédance



Topologie admittance

Figure 10. Topologies du filtre passe bas elliptique normalisé

Fiche N°5: Conception d'un filtre passe bande à base de stubs et de lignes quart d'onde et demi-onde.

1. Synthèse d'un filtre passe-bande à partir d'un gabarit

Comme pour les filtres passe-bas, la synthèse des filtres passe-bande en hyperfréquences peut être abordée à partir de la théorie des filtres développée dans le cours d'électronique de 3^{ème} et 4^{ème} année en ayant une approche circuit de cette synthèse. L'idée est alors d'identifier des éléments distribués (tronçons de lignes) dont le comportement peut être assimilé à celui de cellules résonantes. Nous rappelons que la démarche à suivre consiste alors à définir le filtre prototype passe-bas équivalent, à le transformer en filtre passe-bande normalisé, puis, enfin, à effectuer la dénormalisation en fréquence et en impédance. Pour la suite de cette étude, nous vous proposons de concevoir un filtre passe-bande en exploitant au mieux la technologie microruban.

Dans un premier temps, pour mettre en œuvre cette étude, nous vous proposons de partir de vos connaissances sur la structure des filtres passe-bande passifs utilisés en basse fréquence. Ceux-ci sont constitués de cellules de types circuits résonants séries et circuits résonants parallèles tels que l'indique la figure 1.

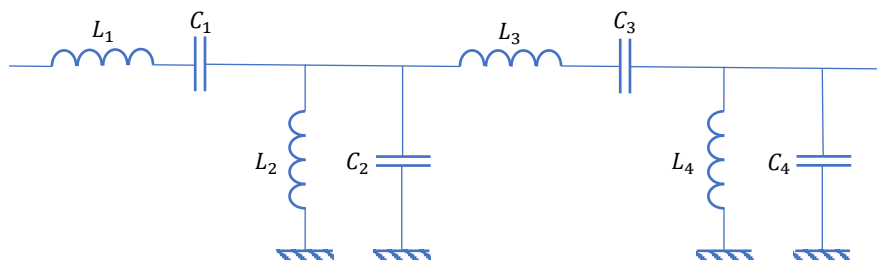


Figure 1. Schéma électrique d'un filtre passe bande

La démarche que nous vous proposons de développer est proche de celle que nous avons exposée pour la synthèse de filtres passe-bas : il s'agit de trouver la manière de faire correspondre des éléments de lignes de transmission au schéma équivalent du filtre passe bande. Pour cela vous pouvez faire une pré-étude en montrant que :

- Un stub demi-onde, à la fréquence de travail, terminé par un circuit ouvert, ramène en son pied à cette fréquence un circuit ouvert en parallèle sur la ligne principale. Dans ces conditions, un signal envoyé sur la ligne principale est transmis à cette fréquence sans atténuation. Autour de la fréquence de résonance, proposez un modèle équivalent circuit (à base de capacités et d'inductances) présentant le même comportement.
- Faites la même analyse pour le stub quart d'onde fermé sur un court-circuit.
- Une ligne quart d'onde peut constituer un inverseur d'impédance. (Qu'obtient-on en inversant l'impédance d'un circuit résonant parallèle). De nouveau, proposez un modèle équivalent circuit de l'impédance présentée à l'entrée de l'inverseur (Figure 2).
- Deux stubs, d'impédance caractéristique Z_c et de longueur électrique L_e , connectés au même point sur la ligne principale sont équivalents à un stub de même longueur électrique L_e mais d'impédance caractéristique $Z_c/2$.

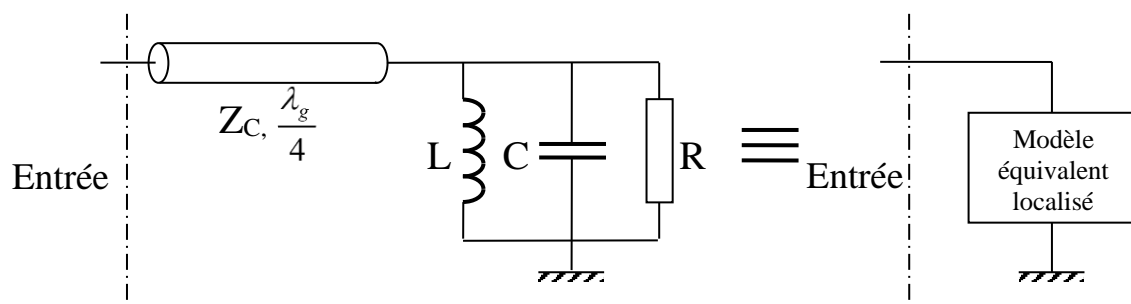


Figure 2. Schéma équivalent d'un résonateur RLC parallèle au travers d'un inverseur quart d'onde.

Suite à ces études préliminaires, il en vient qu'une cellule de filtrage passe-bande peut être intégrée suivant deux approches (Figure 3).

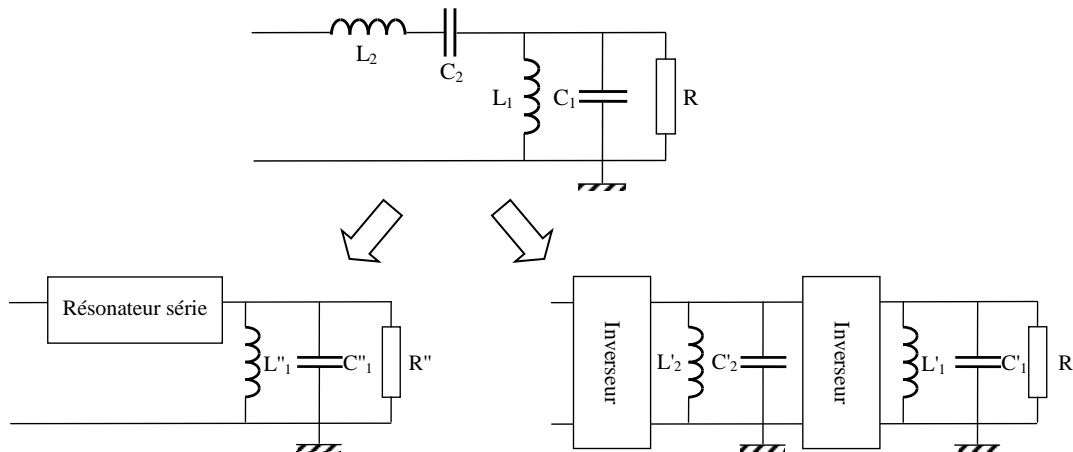


Figure 3. Deux possibilités d'intégration

Partant de la réponse aux différentes questions qui vous sont posées ci-dessus, vous essaieriez de concevoir un filtre passe-bande dont le gabarit est donné figure 4. Le problème qui vous est posé consiste donc à rechercher les valeurs optimales des impédances caractéristiques et des longueurs des stubs et des tronçons de lignes permettant d'obtenir la meilleure adaptation possible dans la bande passante et d'assurer le niveau d'atténuation dans la bande atténuée. Vous vérifierez vos hypothèses et vos propositions en faisant des simulations sur ADS. Vous pouvez faire, par exemple, une étude de la bande passante en fonction du choix d'impédances caractéristiques. Dans tous les cas, vous essaieriez d'expliquer vos résultats de simulations à partir des connaissances acquises en cours.

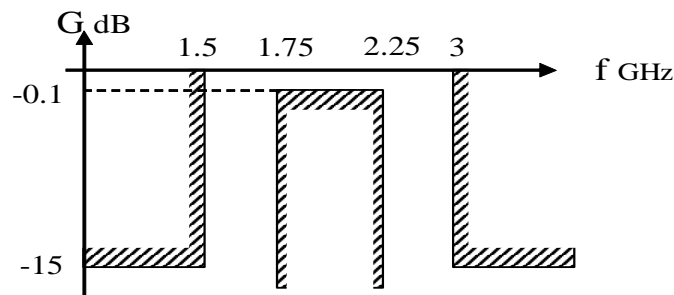


Figure 4. Gabarit du filtre passe-bande souhaité

Pour vous aider dans la synthèse de ce filtre, et en vous appuyant sur les résultats d'analyse préalables, nous vous proposons de suivre la démarche suivante :

1. Ce gabarit ne présente pas de symétrie géométrique, une première étape est donc de proposer un nouveau gabarit de filtrage symétrique qui permette, après synthèse, de satisfaire le gabarit initial. L'idée peut être de contraindre la bande atténuée. Donnez le gabarit défini pour le filtre passe-bande.
2. Après avoir évalué le coefficient de sélectivité k , définissez le gabarit du filtre prototype passe bas équivalent.
3. Les contraintes du cahier des charges (non explicitées ici) imposent une fonction d'approximation de type Tchebychev. En reprenant les tables et abaques déjà fournies dans la fiche sur la synthèse de filtres passe bas, déterminez l'ordre du filtre ainsi que les coefficients normalisés du filtre prototype passe-bas.
4. Transformez le filtre prototype passe-bas en filtre normalisé passe-bande, puis dénormalisé.
5. Validez par une simulation ADS le bon fonctionnement du filtre passe-bande en éléments localisés (validez en bande passante et en bande atténuée)
6. Transformez votre solution en utilisant exclusivement des lignes $\frac{\lambda_g}{4}$ ou $\frac{\lambda_g}{2}$ et des stubs.
7. Simulez et optimisez votre solution à base de lignes microrubans sous ADS.
8. Conclusions

2. Synthèse d'un filtre passe-bande ou réjecteur à partir de stubs à saut d'impédance

Nous vous proposons une deuxième approche peut-être plus originale, pour laquelle vous ne vous appuyerez non pas sur un gabarit de filtrage initial comme dans les deux cas précédents mais vous établirez plutôt une approche à partir d'analyses faites sur vos résultats de simulation. La démarche suivante vous est proposée :

- Simulez la réponse en fréquence d'un stub circuit ouvert quart d'onde d'impédance caractéristique 50Ω
- Vous considérerez ensuite un stub quart d'onde comme constitué de deux tronçons $\lambda/8$, tronçons dont les impédances caractéristiques sont différentes de 50Ω , par exemple 30Ω et 70Ω (Attention : les longueurs électriques sont les mêmes, mais ce n'est pas le cas des longueurs physiques). Simulez la réponse d'un tel stub dans les deux cas de figures suivants :

- le premier tronçon est le tronçon de plus forte impédance caractéristique (Figure 5),



Figure 5. Stub à saut d'impédance dont le premier tronçon est d'impédance la plus élevée

- le premier tronçon est le tronçon de plus faible impédance caractéristique (Figure 6).

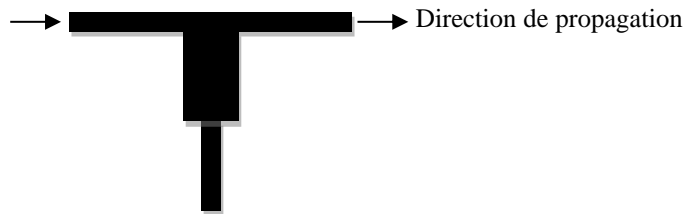


Figure 6. Stub à saut d'impédance dont le premier tronçon est d'impédance la plus faible

- Quelle est votre analyse et quelles sont vos conclusions en vous appuyant sur la formule de l'impédance ramenée ?
- Placez maintenant un stub de chaque sorte de part et d'autre de la ligne principale (Figure 7) : Que constate-t-on ?

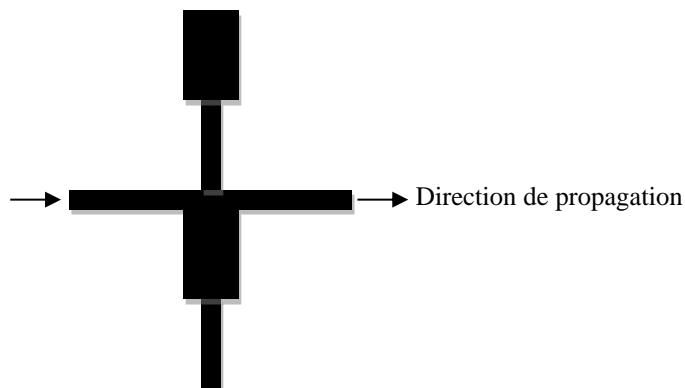


Figure 7. Stubs à saut d'impédance en parallèle

Essayez d'imaginer, à partir de ces constatations, la conception d'un filtre passe-bande à bande passante étroite en optimisant ses performances par un choix judicieux des deux impédances caractéristiques. Imaginez comment associer de tels stubs comme vous l'avez fait précédemment en intercalant entre chaque cellule des tronçons inverseurs d'impédances.

Un certain nombre de maquettes de base sont disponibles pour que vous puissiez vérifier vos simulations.

Fiche N°6: Adaptation faible bande d'un amplificateur hyperfréquence

La conception d'un amplificateur à transistor requiert d'adapter en puissance le composant actif en entrée et en sortie. Dans ces conditions, le maximum de puissance disponible au générateur est transmis à l'entrée du transistor et de la même manière, le maximum de puissance est transmis de la sortie du transistor à la charge 50Ω en sortie. Le transistor est défini par sa matrice S , on considère donc que les caractéristiques de ce transistor sont linéaires (ou linéarisées) autour du point de fonctionnement définies par le point de polarisation. L'hypothèse sous-jacente est donc que le transistor n'est pas sollicité sous compression, c'est-à-dire qu'il reste en régime linéaire. Le synoptique de l'amplificateur se présente donc sous la forme suivante :

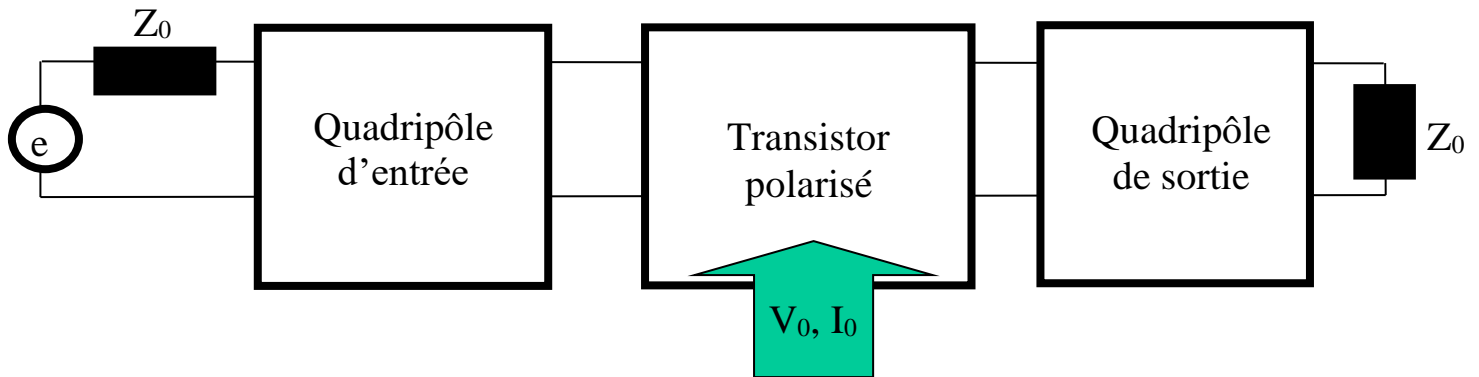


Figure 1. Schéma bloc du montage amplificateur

On utilisera pour calculer l'amplification du montage la théorie des graphes de fluence en reprenant les calculs effectués en TD d'électronique analogique. Les règles de simplification des graphes sont données en fiche « Rappel théorique N°3 ».

Le transistor est monté sur deux lignes microrubans d'impédance caractéristique 50Ω . Ce transistor est polarisé à partir du schéma électrique basse fréquence.

Les paramètres S du transistor sont donnés sur la notice du transistor dans l'annexe N°5.

- Calculer le MAG (Maximum Available Gain) à 2GHz.
- Préciser alors les impédances que l'on doit ramener sur l'entrée et la sortie du transistor pour obtenir ce maximum de gain.
- Synthétiser ces impédances en vous aidant de l'abaque de Smith en utilisant l'adaptation simple stub. Simuler la réponse de l'amplificateur avec le logiciel de simulation ADS en deux étapes :
 - Dans un premier temps, vous vous affranchirez de l'étape de polarisation du transistor en utilisant la librairie sp_hp_AT-41485_1_19921201 correspondant au fichier Touchtone du transistor déjà polarisé,
 - Dans un second temps, vous vous intéresserez à la partie polarisation du transistor en utilisant la librairie pb_hp_AT41485_19921101 correspondant au modèle Gummel Poon du transistor pour lequel il est nécessaire d'intégrer le circuit de polarisation.
- Compte tenu des résultats trouvés, réaliser la maquette par utilisation d'adhésif métallique découpé et étudier expérimentalement la réponse en fréquence de l'amplificateur ainsi conçu en utilisant l'analyseur vectoriel. Conclusions ?

Rappel théorique N°1 : La technologie microruban

La technologie microruban est l'une des technologies utilisées pour la réalisation de circuits intégrés hybrides ou monolithiques en hyperfréquence. Le plan de section droite de la ligne microruban, base de cette technologie est décrit en figure 1 a. Cette ligne est constituée d'un ruban de largeur W séparé d'un plan de masse par un substrat de hauteur h et de permittivité relative ϵ_r . Le ruban (et plus généralement le motif) est gravé en utilisant les techniques de photolithographie. Une présentation succincte des techniques de photolithographie est faite en annexe 3.



Figure 1a. La ligne microruban



Figure 1b. Le modèle de la ligne microruban

Dans la bande de fréquences utilisée dans le cadre du projet ($f < 10GHz$) et pour les substrats classiques ($\epsilon_r < 15$), on considèrera que le mode fondamental de cette ligne est un mode TEM (approximation quasi TEM). Le modèle de cette ligne est alors un modèle à plan de section droite homogène dont la permittivité relative est notée ϵ_{eff} . Cette permittivité « effective » est fonction de la permittivité relative du substrat, de sa hauteur et de la largeur W de la ligne.

Le mode étant considéré comme TEM, on peut définir pour ce mode une impédance caractéristique qui dépend également de la hauteur et de la permittivité du substrat et bien sûr également de la largeur W de la ligne.

Des formules issues d'approches analytiques et confortées par des mesures permettent de faire aussi bien l'analyse (quelle est l'impédance caractéristique d'une ligne de largeur W réalisée sur un substrat de caractéristiques données) que la synthèse de ces lignes (connaissant l'impédance à synthétiser, quelle doit être la largeur de ligne à réaliser ?).

Des programmes spécifiques peuvent également être utilisés tel que le programme Appcad proposé sur le site d'Agilent Technology. Vous trouverez ce programme à l'adresse suivante :

<http://www.hp.woodshot.com/appcad/appcad.htm>

La figure 2 présente un exemple d'utilisation de ce logiciel.

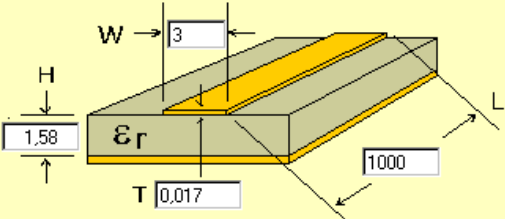
Pour la conception des différentes fonctions dont nous envisageons la réalisation au cours de ce projet, il vous faudra a priori synthétiser des lignes d'impédances caractéristiques différentes sur des substrats d'époxy de type FR4 d'épaisseur 1.58mm. La valeur de la permittivité de ce substrat n'est pas totalement maîtrisée par les fabricants puisque ce sont essentiellement des substrats utilisés en basse fréquence. En basse fréquence (quelques MHz), cette permittivité relative est de l'ordre de 4.4 à 10% près. Il est donc nécessaire de valider les valeurs données par le fabricant au travers de mesures sur des circuits tests. C'est cette mesure que nous vous proposons de faire en préalable de la phase de conception et qui vous sera présentée lors de la prise en main de l'analyseur scalaire. Cette mesure est présentée dans la fiche suivante. Nous ferons la même détermination sur un substrat de type verre téflon ($\epsilon_r = 2.2, \tan\delta = 10^{-3}$, hauteur de substrat = 1.58mm).

AppCAD - [Microstrip]

File Calculate Select Parameters Options Help

Main Menu [F8]

Microstrip



Calculate Z0 [F4]

Z0 = 49.97 Ω

Elect Length = 6.087 λ

Elect Length = 2191.4 degrees

1.0 Wavelength = 164.275 mm

Vp = 0.548 fraction of c

εeff = 3.330

W/H = 1.899

Dielectric: εr = 4.4

-> Enter custom Er value

Frequency: 1 GHz

Length Units: mm

Normal

Figure 2. Un exemple de calcul à partir de Appcad d'Agilent.

Rappel théorique N°2 : Rappels sur la matrice S

Un quadripôle linéaire peut être caractérisé par sa matrice S. Cette matrice lie entre elles les ondes de puissance sortantes (b) aux ondes entrantes (a) ce, aux deux ports du quadripôle.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

S_{11} représente le coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie du quadripôle est fermée sur une charge adaptée

S_{12} représente le coefficient de transmission entre les ports 2 et 1 lorsque le port 1 est fermé sur une charge adaptée

S_{21} représente le coefficient de transmission entre les ports 1 et 2 lorsque la port 2 est fermé sur une charge adaptée.

S_{22} représente le coefficient de réflexion à la sortie.

Tous ces coefficients complexes sont MESURABLES à partir du moment où l'on sait faire une mesure de puissance.

Rappel théorique N°3 : Graphes de fluence

Les graphes de fluence permettent de calculer une fonction de transfert complexe à partir d'une règle simple, la règle de Mason. Cette règle s'énonce de la manière suivante :

$$T = \frac{\sum_{k=1}^N G_k \Delta_k}{\Delta}$$

Dans cette expression,

N est le nombre de chaînes d'action,
 G_k est le gain de la chaîne d'action d'indice k,
 Δ est le déterminant du graphe.

Ce déterminant se calcule de la manière suivante :

$$\Delta = 1 - \sum B_i + \sum B_i B_j - \sum B_i B_j B_k + \dots$$

B_i représente les boucles disjointes du graphe

Δ_k est le déterminant d'ordre k qui se calcule comme Δ en ne considérant que les boucles n'ayant aucune chaîne d'action commune avec la chaîne directe.

Ces dénominations peuvent paraître un peu hermétiques *a priori* aussi, afin de bien définir chaque élément de cette formule, nous allons rappeler comment l'on peut modéliser un dipôle ou un quadripôle à partir d'un graphe orienté appelé aussi graphe de fluence.

Soit donc un quadripôle défini par sa matrice S, nous pouvons relier le graphe présenté figure 1 aux équations qui relient les entrées sorties du quadripôle de la manière suivante :

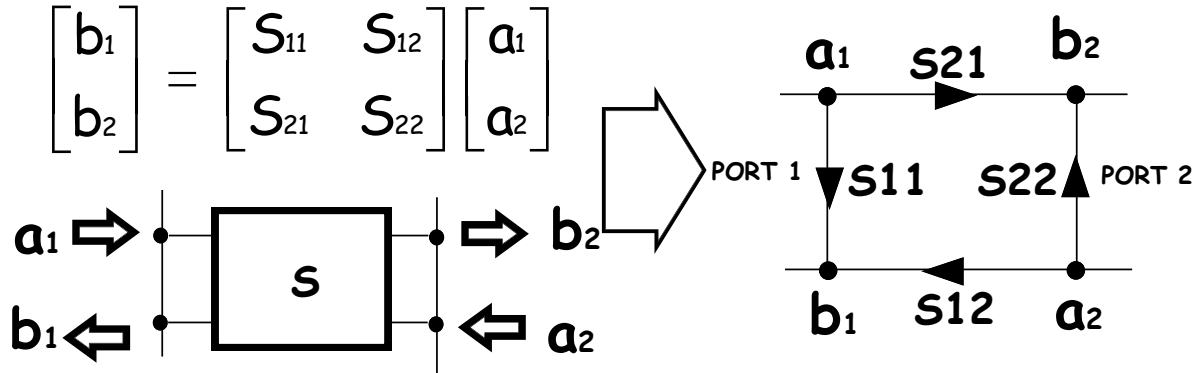


Figure 1. Graphe de fluence associé à un quadripôle.

Dans ce graphe les **chaînes d'action** représentent les paramètres S alors que les **nœuds** sont associés aux ondes de puissance entrantes ou sortantes. La valeur associée à chacun de ces nœuds est fonction des nœuds auxquels il est relié au travers des chaînes d'action orientées qui les relient. C'est ainsi que

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

De la même manière, on peut associer à différents éléments de base un graphe représentant la manière dont est modifiée l'onde de puissance incidente sur cet élément. La figure 2 présente quelques-uns de ces graphes pour les éléments que nous aurons à utiliser à savoir le générateur et la charge.

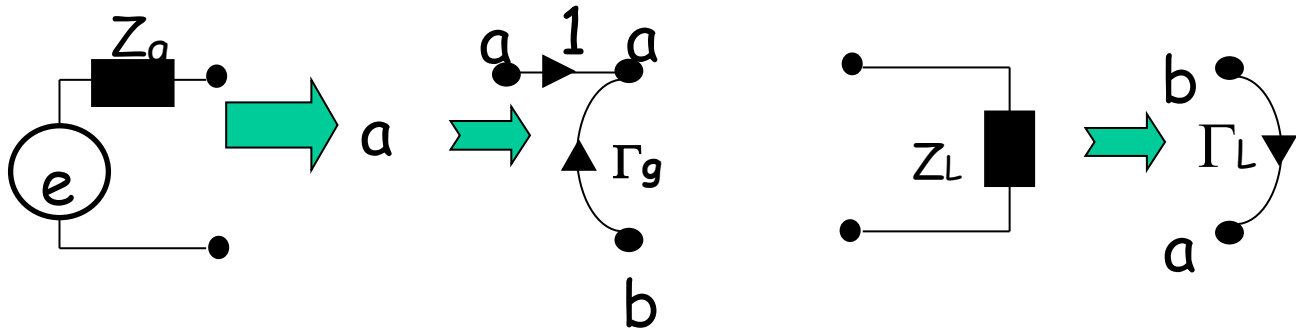


Figure 2. Graphe de fluence du générateur et de la charge

Nous allons montrer l'intérêt de cette règle dans son application à la détermination du gain et de la stabilité d'un amplificateur à transistor à un étage. Le transistor comme les quadripôles d'adaptation sont définis par leur matrice S pour chaque fréquence de la bande considérée.

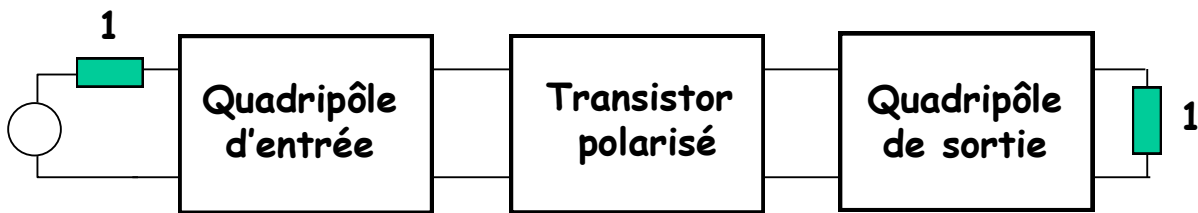


Figure 3. Schéma de l'amplificateur à étudier

Le fait de mettre en cascade les quadripôles et d'associer à cet ensemble la charge et le générateur fait apparaître des boucles, c'est à dire des chaînes d'action qui si elles sont orientées dans le même sens partent d'un point et reviennent à ce même point.

Deux boucles sont dites disjointes si aucune chaîne d'action n'est commune aux deux boucles. Dans ce cas, après avoir établi la liste des boucles du graphe correspondant au schéma de la figure 3 et en utilisant la règle de Mason,

1. Vous calculerez le gain de l'amplificateur ainsi constitué.
2. Dans un second temps, considérant un quadripôle chargé par une impédance quelconque, vous déterminerez l'impédance vue à l'entrée du quadripôle. Que peut-on dire alors de la stabilité du quadripôle ?

ANNEXE 1 : Démarrage Rapide avec ADS

Cette annexe a été rédigée principalement en s'appuyant sur le document Getting Started with Advanced Design System(ADS) de Keysight EEsof EDA (5992-1309EN.pdf).

Démarrage avec ADS

Ce tutorat introduit la structure de base des espaces de travail (i.e. Workspaces), des bibliothèques et des cellules sous ADS. Celui-ci inclut la modélisation, la simulation et l'affichage des résultats.

Note: La notion de Workspaces dans ADS2011 et les versions ultérieures remplace la notion de projet des versions précédentes.

La figure ci-dessous montre comment ADS organise chaque "Workspace".

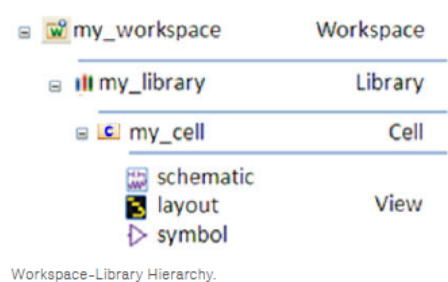



Figure 1. Hiérarchie d'un Workspace

Note: Comprendre ces concepts est la clé d'une utilisation efficace d'ADS dans ses versions ultérieures à 2011 :

- **Workspaces:** Différent d'un projet, un workspace vous donne accès à des bibliothèques qui contiennent une ou plusieurs cellules. Chaque cellule contient elle-même un ou plusieurs design.
- **Libraries:** Dans un workspace, les bibliothèques sont une collection de cellules. Mais les bibliothèques peuvent aussi être composées de "Process Design Kit" (PDKs) ou des répertoires externes au Workspace.
- **Cells:** Les Cellules sont des répertoires qui remplacent les fichiers de design. Les cellules sont positionnées dans les bibliothèques et contiennent généralement différentes vues du Design (Layouts, Schémas et Symboles).
- **Symbols:** Le symbole représente toutes les vues dans une cellule. D'un point de vue Générale, un symbole est tout ce dont vous avez besoin pour une cellule.

Step 1 – Création d'un Nouveau Workspace

1. Lancez ADS et depuis la fenêtre principale d'ADS sélectionnez **File > New > Workspace**. Ou cliquer sur cet icône . Vous pouvez aussi utiliser le "Getting Started with ADS window" en sélectionnant **Create a new workspace** (figure 2). Définissez le nom du workspace comme vous le souhaitez, notez ici que le nom du workspace ainsi que le chemin de sauvegarde du workspace ne doit pas contenir d'espace. Cliquez sur **Next**.

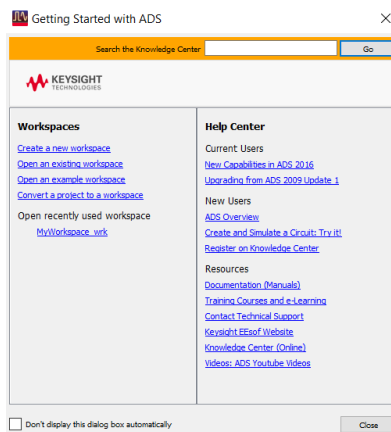


Figure 2. Fenêtre “Getting Started with ADS”

Note: Vos workspaces **doivent impérativement être sauvegardés dans votre espace de sauvegarde réseau** (Pas de sauvegarde sur le disque local). Aussi, vous veillerez à garantir suffisamment d’espace disponible pour pouvoir travailler confortablement.

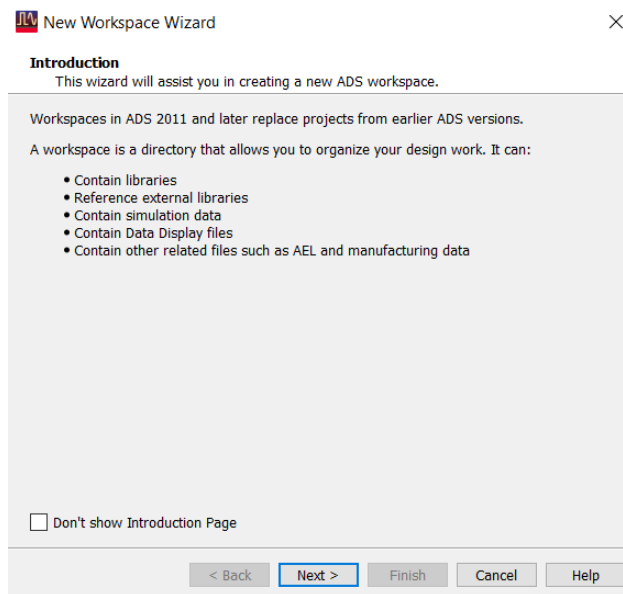


Figure 3. New Workspace Wizard étape 1

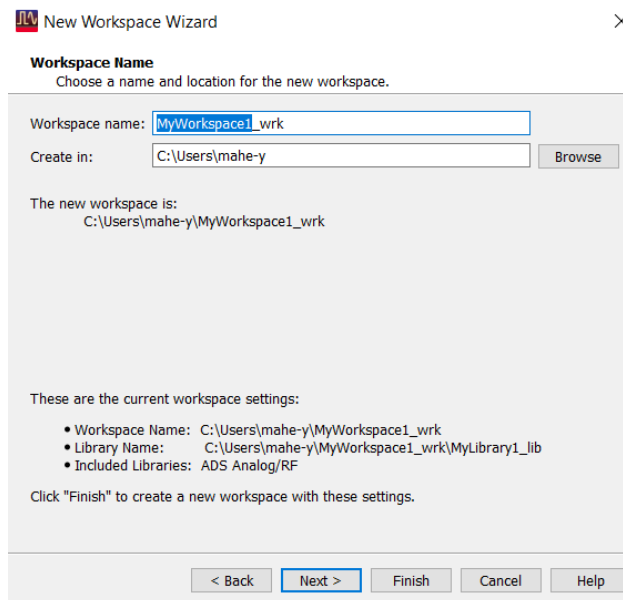


Figure 4. New Workspace Wizard étape 2

Note: Parfois, lorsque vous lancez pour la première fois le logiciel dans une nouvelle session utilisateur, vous devez renseigner le nom du serveur de licences. Dans ce cas, sélectionnez dans un premier temps **“I want to specify a network license server”** et cliquez sur **“Next”**. Ecrivez 1818@lune dans le champ reserve à cet effet et cliquez de nouveau sur **“Next”**. Une nouvelle fenêtre apparaît, elle permet de vérifier l’état du serveur de licence, figure 7 (Parfois cette fenêtre disparaît très rapidement). Une fois cette fenêtre disparue, une nouvelle apparaît pour la sélection du produit. Le produit sélectionné par défaut est celui avec lequel vous allez travailler, aussi, il vous suffit de valider en cliquant sur **“OK”** (figure 8).

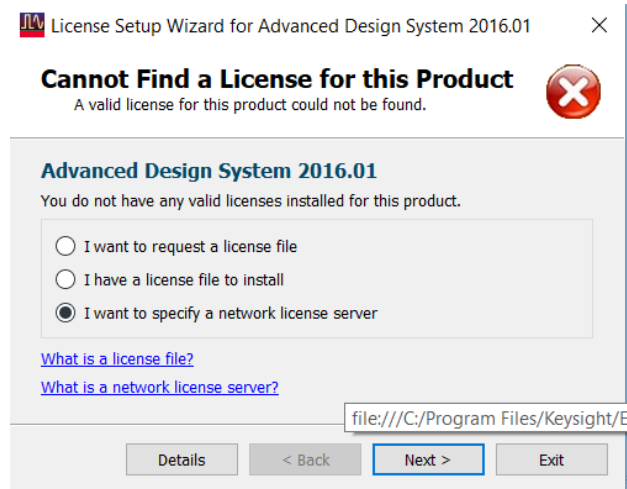


Figure 5. License server connection étape 1

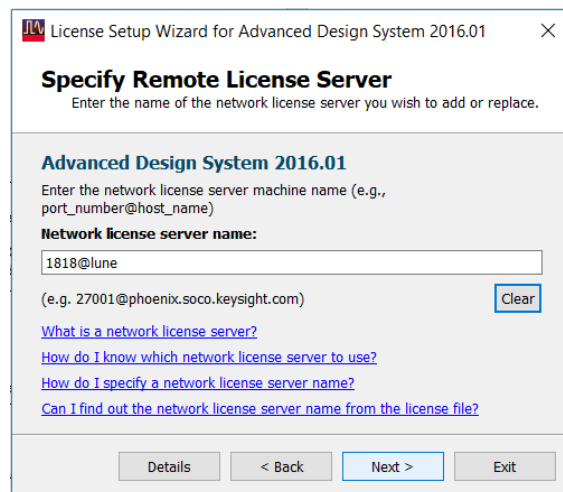


Figure 6. License server connection étape 2

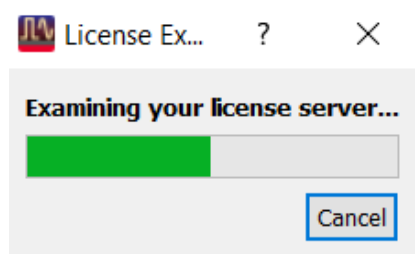


Figure 7. License server connection étape 3 : Checking the license server

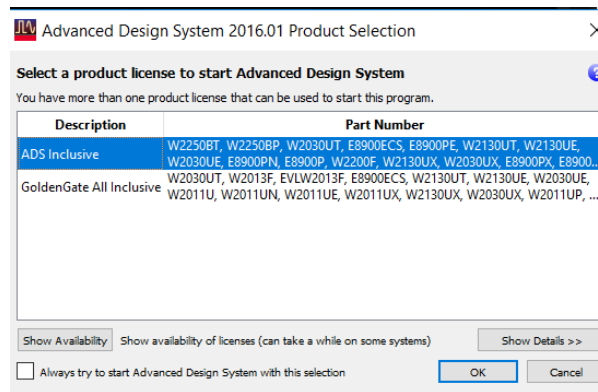


Figure 8. License server connection étape 4 : Sélection de la licence

2. Sélectionner les bibliothèques à inclure dans votre workspace. ADS fournit de manière native les libraires de composants analogiques et RF (Analog/RF) et DSP et ces derniers peuvent être sélectionnés si nécessaire et être associés à votre workspace.

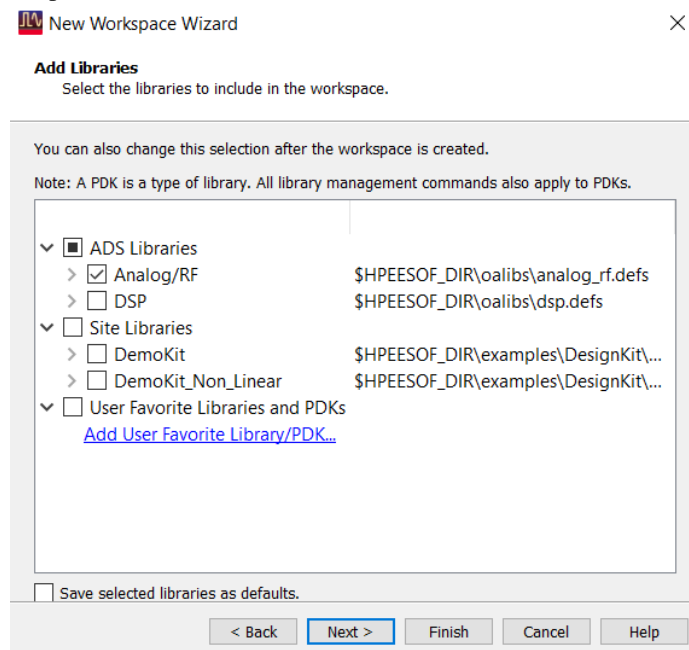


Figure 9. New Workspace Wizard étape 4

Note: ADS Process Design Kits (PDKs) sont directement fournis par les fondeurs et configure l'environnement d'ADS avec un process de fabrication donné. Plusieurs PDKs peuvent être associés au même Workspace. Les PDK peuvent facilement être associés à une librairie ou une cellule en utilisant l'interface "easy-to-use interface".

Note: Les Bibliothèques de composants fournis dans ADS peuvent être ajoutées en cliquant sur le lien **Add User Favorite Library/PDK**. Par exemple, sur ce projet, vous aurez à simuler un amplificateur. Pour cela, vous aurez à ajouter deux bibliothèques : **RF_Transistor_vendor_kit** et **S_Parameter_vendor_kit**. Vous devrez par conséquent aller chercher ces deux bibliothèques parmi la liste qui vous sera proposée par le logiciel.

Note: Toutes les bibliothèques de composants sont fournies au format *.zip dans le repertoire /hpeesof/oalibs/componentLib/.

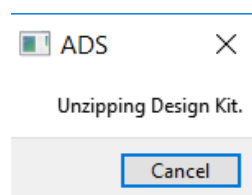


Figure 10. Décompression de la librairie

Note: <ADS_install_directory> est appelée /hpeesof

Note: La librairie décompressée doit être sauvegardée à l'intérieur de votre répertoire de travail.

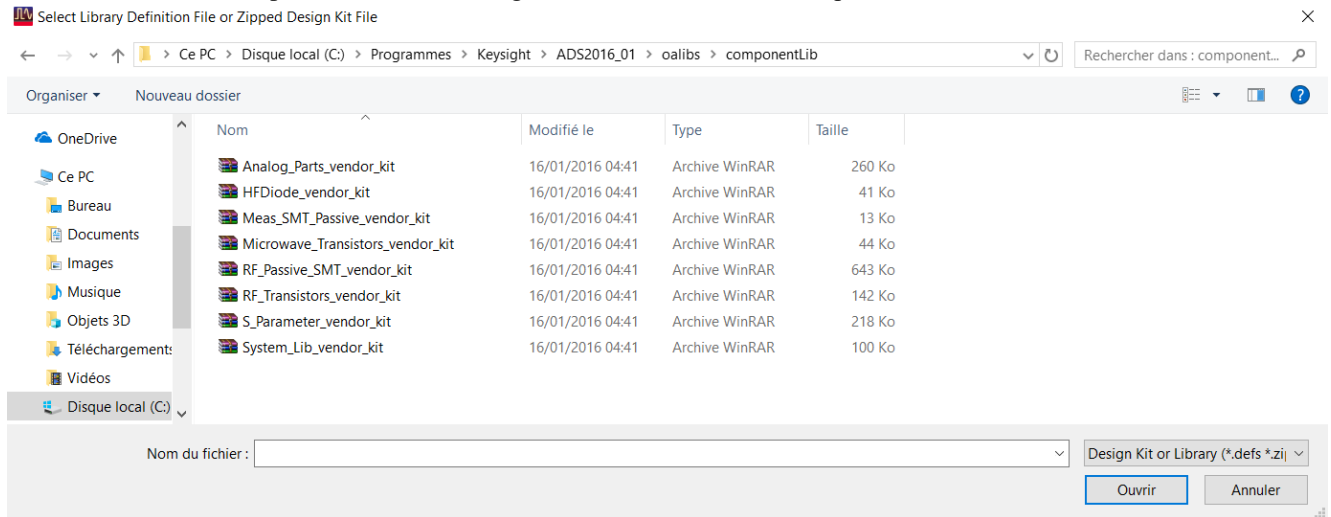


Figure 11. Contenu du répertoire componentLib.

Au final, vous devrez observer ce type de fenêtre avec les librairies ajoutée cochées comme le montre la figure suivante.

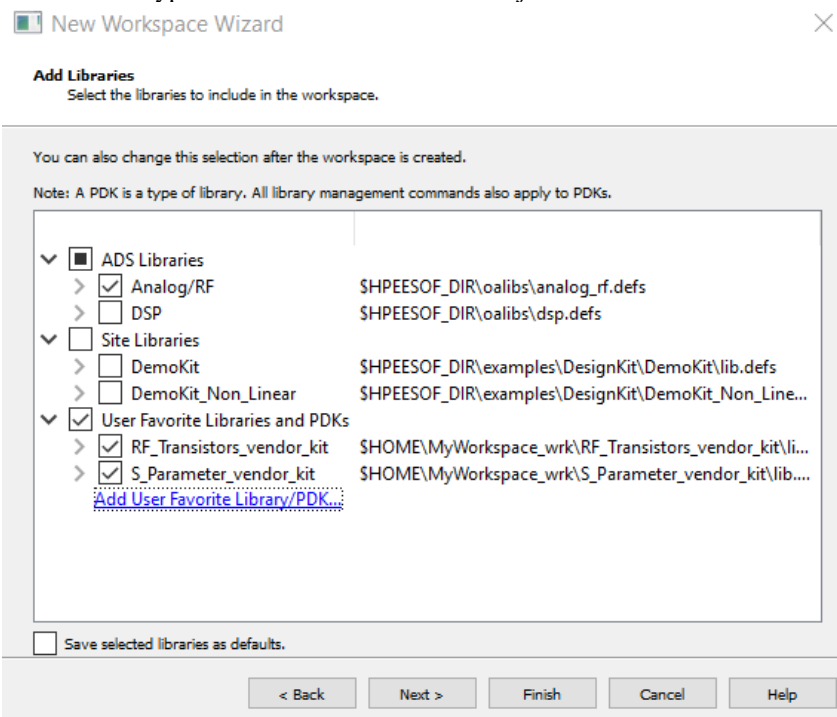


Figure 12. Fenêtre avec les librairies utilisées dans le projet : RF_Transistors_vendor_kit et S_Parameter_Vendor_Kit.

3. Donnez le nom de la librairie dans laquelle vous allez organiser votre travail. Le nom par défaut de la librairie sera le même que le nom de votre Workspace, néanmoins vous pouvez le modifier. La librairie ne doit pas être confondue avec le fournisseur de composants ou les autres librairies. C'est une nouvelle manière dont ADS organise les schematics/layout dans le Workspace. Chaque Workspace peut ainsi contenir plusieurs librairies dans lesquelles vous pouvez organiser votre travail composé de plusieurs technologies comme par exemple : GaAs, GaN, InP, SiGe, ... Bien que chaque librairie puisse être dédiée à une technologie, ADS offre la possibilité d'utiliser ces designs sous un seul design principal pour effectuer des conceptions multi-technologies. On peut noter que dans ADS, les unités des layout et des schematic sont aussi prises en compte dans les différentes technologies et il est conseillé d'homogénéiser les unités i.e. mil, mm, um, etc. Cliquez sur **Next**.

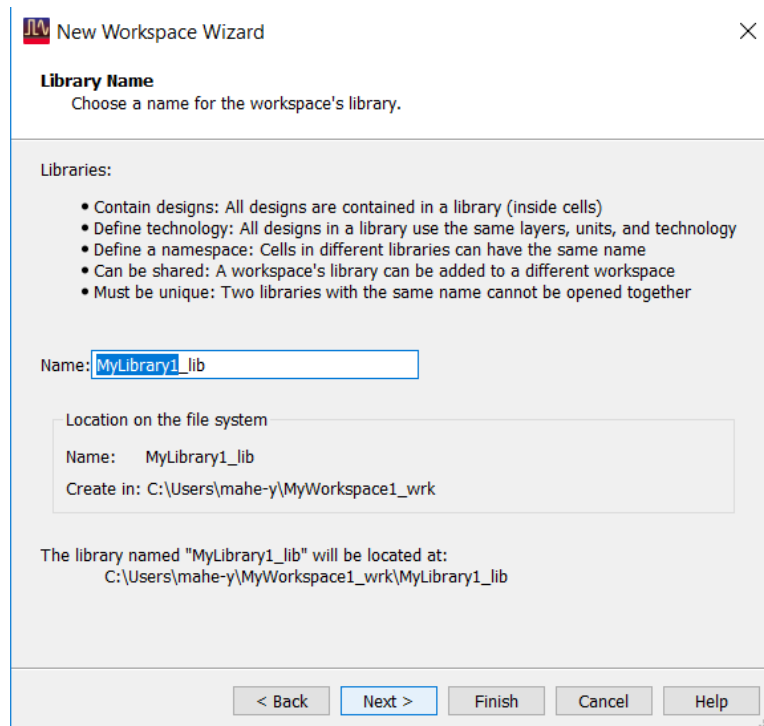


Figure 13. New Workspace Wizard étape 5.

4. Sélectionner les unités qui seront utilisées durant le projet. du projet. Dans cette exemple, nous retenons 0.0001 millimeter layout resolution.

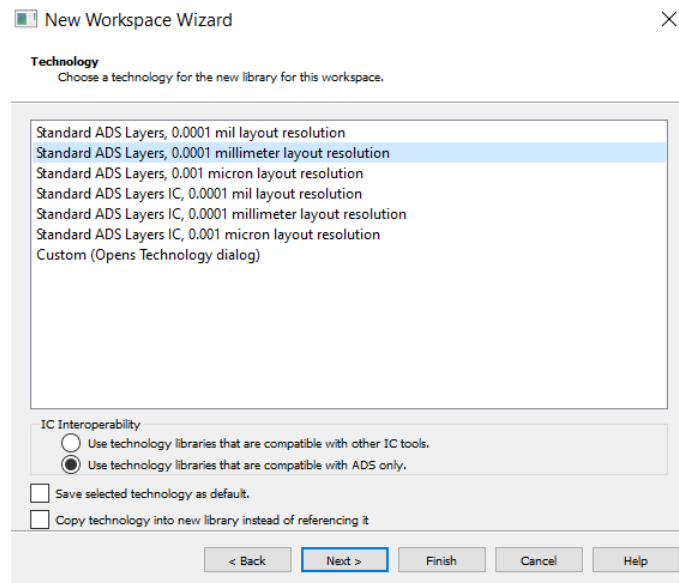


Figure 14. New Workspace Wizard étape 6.

5. Cliquez sur **Next** et observez le résumé de votre espace de travail (Workspace) et validez le en cliquant sur **Finish**. Un nouveau Workspace doit apparaître comme montré ci dessous. Vous êtes prêts pour la creation de votre design de le workspace ainsi créé.

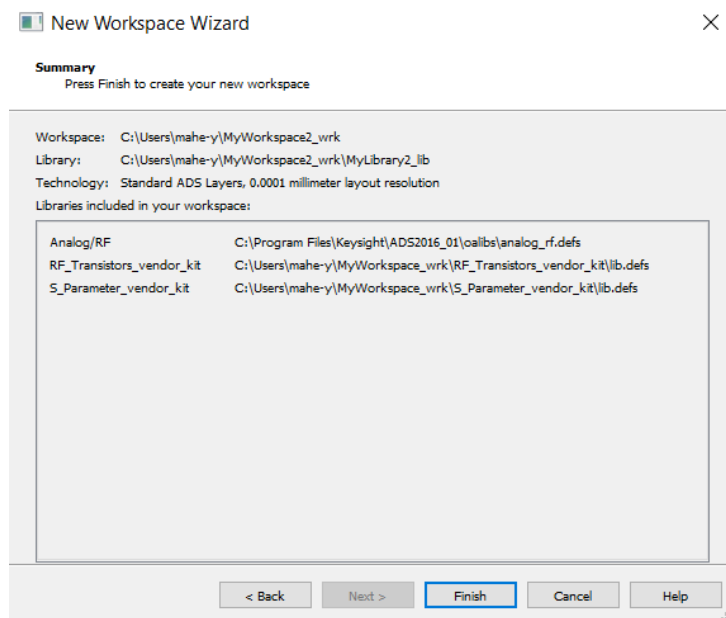



Figure 15. New Workspace Wizard étape 7.

Création d'un schematic de conception.

Généralement la création d'un circuit commence par l'ouverture d'un nouveau schematic. Pour cela, sélectionnez **File>New>Schematic** ou cliquez sur l'icone New Schematic  disponible dans la barre des outils de la fenêtre principale.

1. Définissez le nom de la cellule (i.e. Discrete_LPF) et sélectionnez le Template adéquate : **ads_templates: S-Param** (pour les simulation en paramètres S). Sélectionnez un template est optionnel mais il est intéressant de s'appuyer dessus puisqu'il économise du temps et de l'effort lors de la mise en place de la simulation. Cliquez sur **OK**.

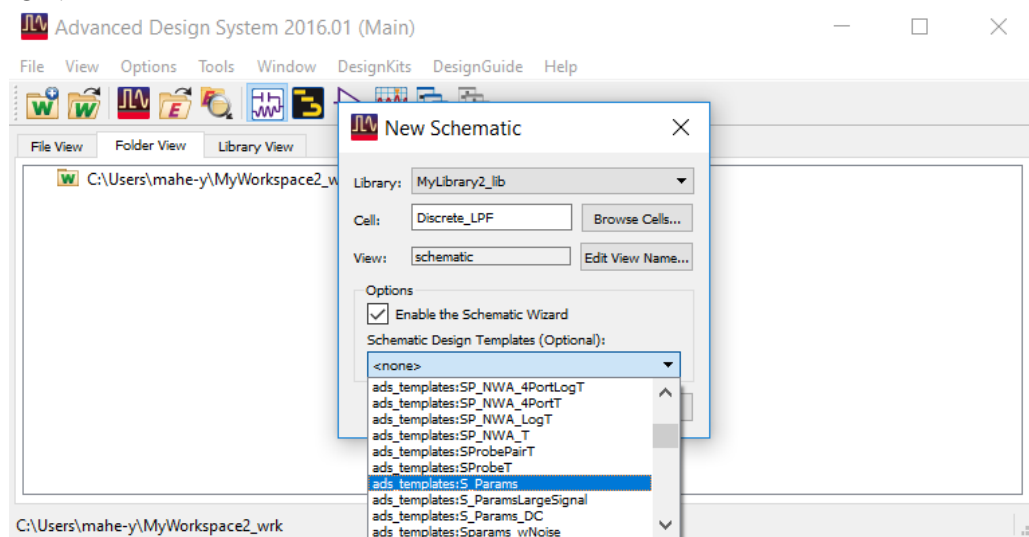


Figure 16. New Schematic design étape 1.

2. Une nouvelle page schematic avec deux ports terminaux 50Ω et un contrôleur de simulation en paramètres S sont placés par défaut. Attention, les valeurs fréquentielles par défaut ne correspondent pas forcément à votre cas. Si aucun template n'est sélectionné durant la phase de création du Schematic alors vous devrez poser ces éléments en allant les chercher dans leurs bibliothèques respectives : par exemple, pour le contrôleur de simulation vous pouvez sélectionner Simulation-S_Parm, Simulation_HB, Simulation_DC, etc.

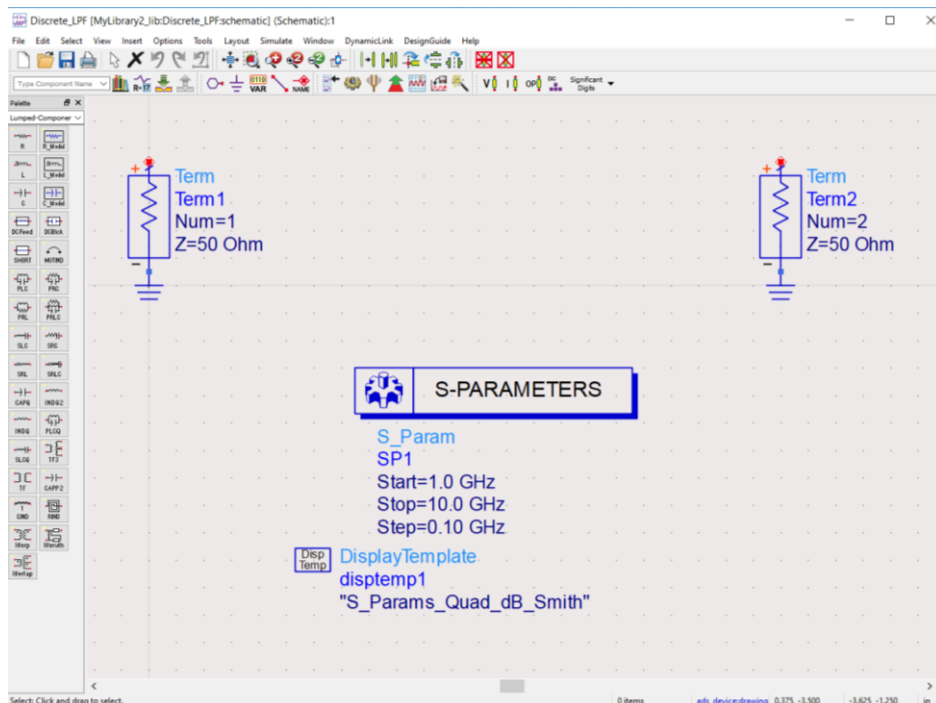


Figure 17. Résultat de l'ouverture d'un nouveau schematic en utilisant le Template S_Param.

3. Maintenant, commençons la création du circuit. Allez dans le menu Palette comme montré sur la figure suivante et sélectionnez Lumped-With-Artwork, placez les composants L_Pad et C_Pad sur le schematic pour former un filtre passe-bas du 5ème ordre comme montré Figure 15. Les L_Pad et les C_Pad sont des inductances et de capacités classiques mais elles incluent des informations sur leurs empreintes; Les concepteurs peuvent ainsi entrer leur largeur, longueur et espace de leur composant comme pour ceux qui seront utilisés dans la conception du PCB (Printed Circuit Board).

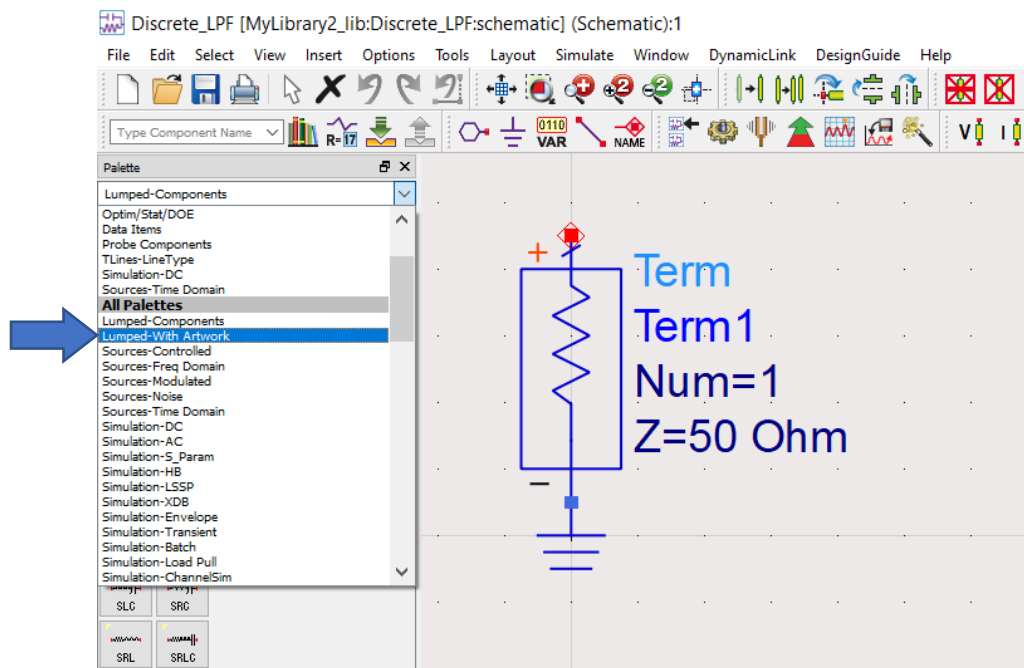


Figure 18. Sélection de la librairie de composants Lumped-With-Artwork.

Note: Vous pouvez placer, connecter et configurer les éléments suivants dans la zone de dessin pour créer votre circuit :

- Components
- Data items
- Measurement sources
- Simulation controllers

Vous pouvez aussi ajouter des circuits entiers comme des sous réseaux pour créer des designs hiérarchiques. Gardez en mémoire que lorsque vous démarrez une conception en utilisant un Template, la plupart éléments de simulation et d'analyse sont placés pour vous automatiquement.

Pour ajouter un composant ...

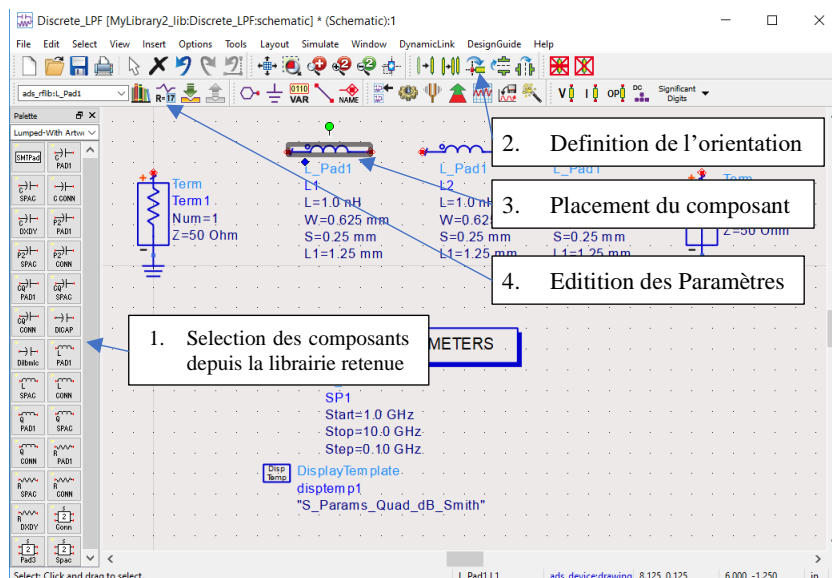



Figure 19. Création d'un design

Note: Pour définir l'orientation d'un composant (vertical ou horizontal), vous pouvez aussi utiliser la combinaison de touches « CTRL R » sur un composant ou un groupe de composants sélectionnés.

Note: En pressant la touche F5 sur le clavier, vous avez la possibilité de déplacer le texte associé à un composant : Cliquez une première fois sur le composant, puis une seconde fois à l'endroit où vous souhaitez poser le texte.

Note: Il est possible d'associer un nom (label) à un signal (ex : une tension) à un endroit particulier du circuit (sur un fil ou proche d'un composant) afin de visualiser son comportement durant une simulation. Cliquez deux fois sur  la fenêtre suivante s'ouvre alors :

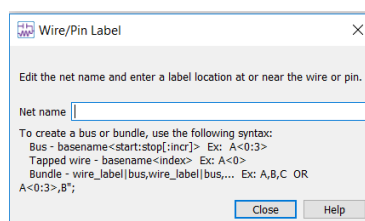


Figure 20. Fenêtre pour la déclaration d'une variable

Donnez juste le nom de la variable (ex : V_{out}), cliquez une nouvelle fois sur le fil à l'endroit souhaité et fermez la fenêtre. Pour le supprimer, effacer le label de la variable dans la fenêtre "Wire/Pin label" et cliquez une nouvelle fois sur le fil.

Plusieurs librairies sont disponibles. Durant ce projet, vous utiliserez :

- « Lumped Elements » pour les éléments discrets tels que les capacités, les inductances, les résistances...
- « TLines Microstrip » pour la définition de la technologie avec l'élément « MSUB », les lignes de propagation dans leur modèle 1D et les modèles de discontinuités.
- La masse et les liens de connections entre les composants (« wires ») disponibles directement par les icons de la fenêtre.

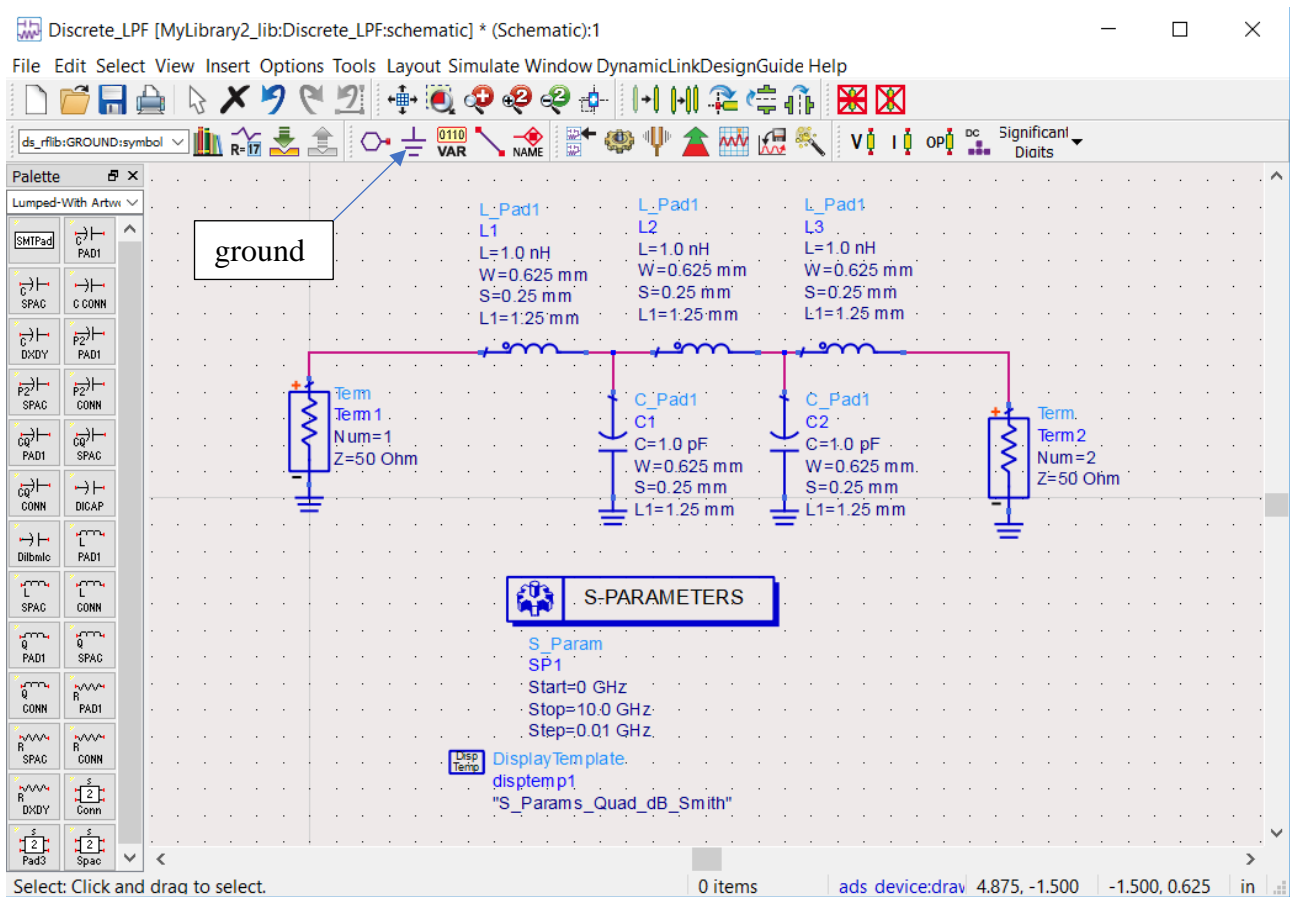
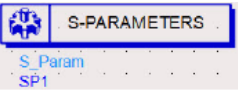


Figure 21. Schematic d'un filtre passe-bas du 5ème ordre.

Note: L'icone de masse (Ground) est présente dans la barre d'outils de la fenêtre principale du schematic comme le montre la figure précédente.

- Double-cliquez sur le contrôleur de simulation en parameter S  et renseignez les paramètres de simulation tels que la fréquence min (Start frequency), la fréquence max (Stop Frequency) et le nombre de points dans la bande de simulation (Number of points). Cliquez sur **OK**.

Note : le pas fréquentiel est automatiquement calculé

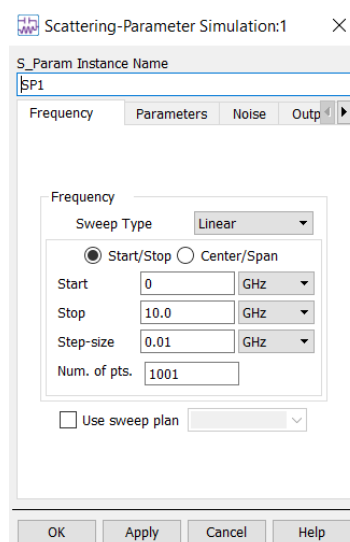



Figure 22. Setup du contrôleur de simulation S-Parameter

Note: Concernant la visualisation des résultats de simulation, il est intéressant d'insérer deux contrôleurs de Paramètres S. Le premier sera dédié à l'analyse en Bande Passante du filtre seulement. Quant au second, il permettra d'avoir une analyse globale (BP et coupure) sur toute la bande d'analyse.

5. Cliquez sur l'icone "Simulate"  (ou pressez la touche F7) pour lancer la simulation.
6. Lorsque la simulation est terminée, une fenêtre de visualisation des résultats s'ouvre automatiquement comme montré ci-dessous.

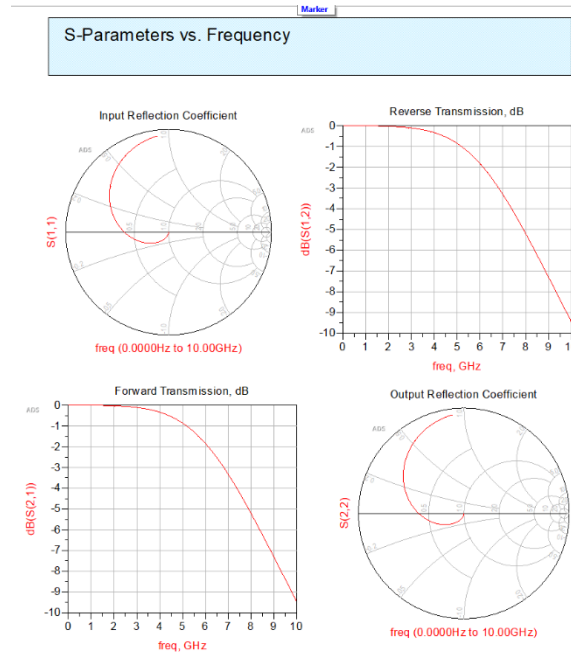


Figure 23. Visualisation des Paramètres S conformément au template utilisé

7. Sauvegardez le design pour sauvegarder tout votre travail. En observant la fenêtre principale, vous devriez trouver le fichier concernant la cellule ainsi que le fichier de données résultats (data display (<filename.dds>)).

Création d'une fenêtre de visualisation des résultats

Le processus de base pour créer une fenêtre de visualisation des résultats de simulation est illustré ci-après :

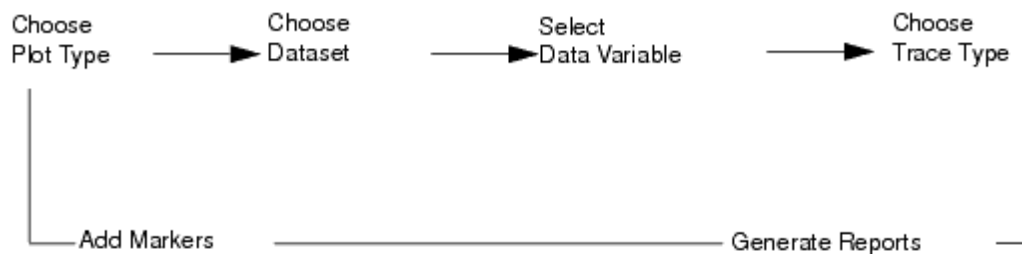


Figure 24. Processus de création d'une fenêtre de visualisation des résultats

1. Choisissez un format de visualisation (smith Chart, cartésien, polaire, ...)
2. Choisissez le jeu de données à visualiser
3. Sélectionnez les variables à visualiser
4. Choisissez un type de trace pour la visualisation

Pour améliorer la visualisation, vous pouvez aussi ajouter :

1. Des markers pour identifier des points particuliers
2. Des annotations en utilisant du texte ou des illustrations
3. Des légendes pour aider à l'identification des traces

Pour créer une fenêtre de visualisation des résultats, ...

1. Cliquez sur l'icône de la figure 25 pour ouvrir la fenêtre (bien évidemment si cette fenêtre ne s'est pas ouverte automatiquement).

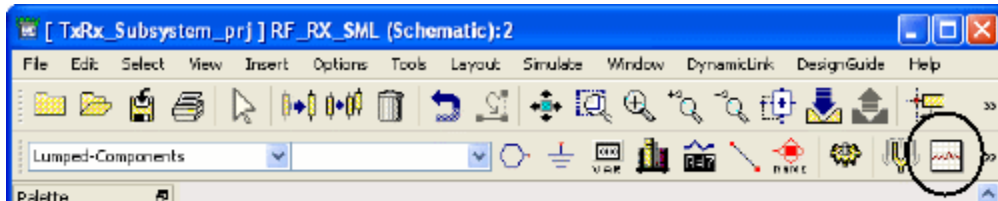


Figure 25. Icône d'ouverture d'une nouvelle fenêtre de visualisation des résultats.

Les différents formats de visualisation sont donnés dans la colonne de gauche :représentation Cartésienne, Smith chart, diagramme polaire, table, équation... (Figure 26).

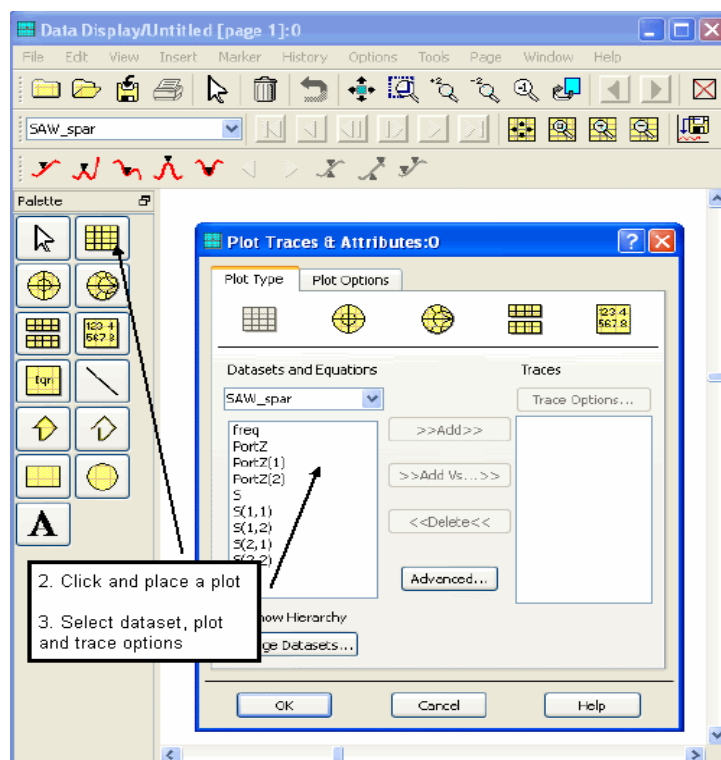


Figure 26. Result window

En utilisant la souris, placer le tracé retenu dans la fenêtre de visualisation. Il ne reste plus qu'à choisir quel paramètre vous voulez afficher (en surbrillance) et de cliquer sur >>Add>> puis **OK**.

Tuning / Optimisation

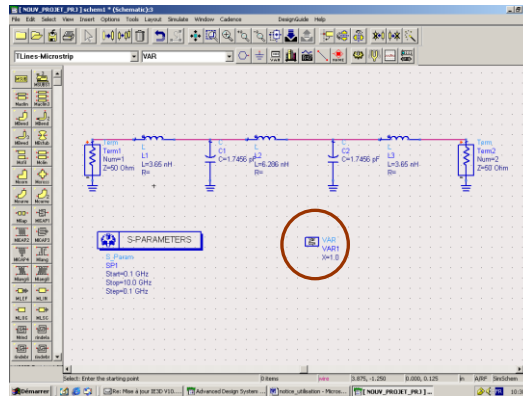





Figure 27. Introduction des variables

Tuning

- Définissez le(s) élément(s) à accorder dans "Var" ou directement sur le composant
- Réalisez une première simulation pour une valeur de cette variable (valeur initiale ou par défaut)
- Dans le menu « Simulate », cliquez sur « Tuning », ou cliquez sur l'icône  qui démarrera une première analyse et ouvrira automatiquement la fenêtre de tuning. Si la variable n'a pas été préalablement déclarer, vous pouvez cliquer directement dans la fenêtre schematic sur la variable à modifier soit dans "Var" soit directement sur le composant et changer sa valeur dans la fenêtre de tuning pour vérifier en temps réel son impact sur les performances du circuit.

Optimisation

- Cliquez sur le composant sur lequel une ou plusieurs caractéristiques doivent être optimisées.
- Sélectionnez les paramètres à optimiser (ex : une dimension d'une ligne microstrip, la valeur d'un composant) et cliquez sur "Optimization/Statistics/DOE Setup".
- dans l'onglet Optimization,
 - Validez l'optimisation de ce paramètre en positionnant le statut sur Status \Rightarrow Enabled
 - Choisissez le type d'optimisation : Discret ou continu
 - vous devez aussi définir le format des limites de variations du paramètre (min/max, +/-delta, +/-delta%...)
- Ajouter dans la fenêtre « Schematic », le bloc « Optim » disponible dans le sous-menu Optim/Stat/Yield/DOE. Choisissez le type d'optimisation dans l'onglet « Setup » (Random, Gradient, Quasi Newton...). Dans l'onglet « Parameters », choisissez les donnée de sortie dans "Goal expressions".
- Ajoutez dans la fenêtre « Schematic », un ou plusieurs objectifs (« Goal(s) »), situé dans le sous-menu Optim/Stat/Yield/DOE, un pour chaque paramètre à optimiser.
 - Pour « Expr » : donnez sur quel paramètre s'opérera l'optimisation (ex : dB(S₁₁))
 - Pour SimInstanceName : Choisissez le nom du contrôleur de simulation sur lequel s'appuier l'optimisation (ex : SP1)
 - Pour la partie min et max, donnez les limites haute et basse acceptable pour considérer la convergence du résultat.
 - Weight indique le poids du critère relativement aux autres objectif d'optimisation (la pondération est donc relative aux autres poids). Choisissez 1 par défaut.
- Lancez la simulation en cliquant sur l'icône : 
- Les résultats sont disponibles en ouvrant  et en traçant OptimGoal1 ... OptimGoalN
- Il est possible de mettre à jour les paramètres d'optimisation en cliquant sur « Simulate » et « Update Optimization values ».

Chargement des bibliothèques de transistors non disponibles dans les dernières versions d'ADS

Un certain nombre de bibliothèques de composants ne sont plus chargées par défaut depuis ADS 2011 (lors passage au format OpenAccess). Vous aurez besoin de charger ces bibliothèques manuellement pour pouvoir en disposer. Il s'agit de 'RF_Transistors_Vendor_kit.7z' et de 'S_Parameter_vendor_kit.7z'.

Typiquement, concernant les bibliothèques relatives au transistor **AT41485**, vous pouvez suivre la procédure suivante :

- A partir de la fenêtre principale d'ADS (2016.01 dans cet exemple), en supposant qu'un workspace existant est ouvert : Cliquez sur **DesignKits**, puis sur **Manage Favorite Design Kits**.

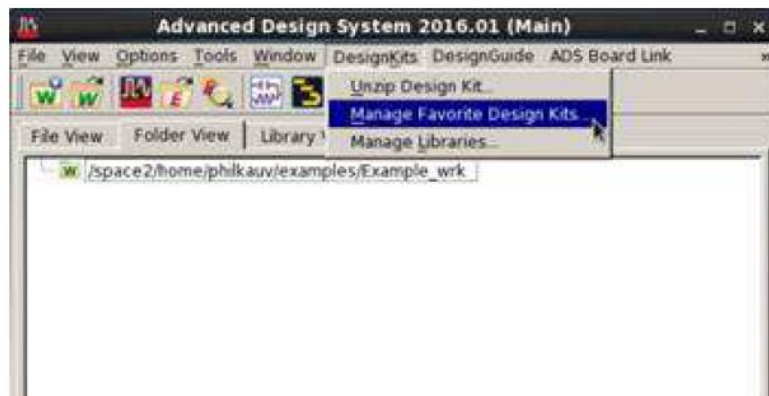


Figure 1. Fenêtre principale d'ADS

- Depuis la fenêtre qui s'est alors ouverte, cliquez sur 'Add Zipped Design Kit'.



Figure 2.

Il faut ensuite aller dans le répertoire '**oalibs/componentLib**' de l'installation d'ADS. Il se situe sous 'C: / Programmes / Keysight / ADS2016_1'. Puis sélectionner '**RF_Transistors_vendor_kit.7z**' et '**S_parameter_vendor_kit.7z**', enfin '**Open**'.

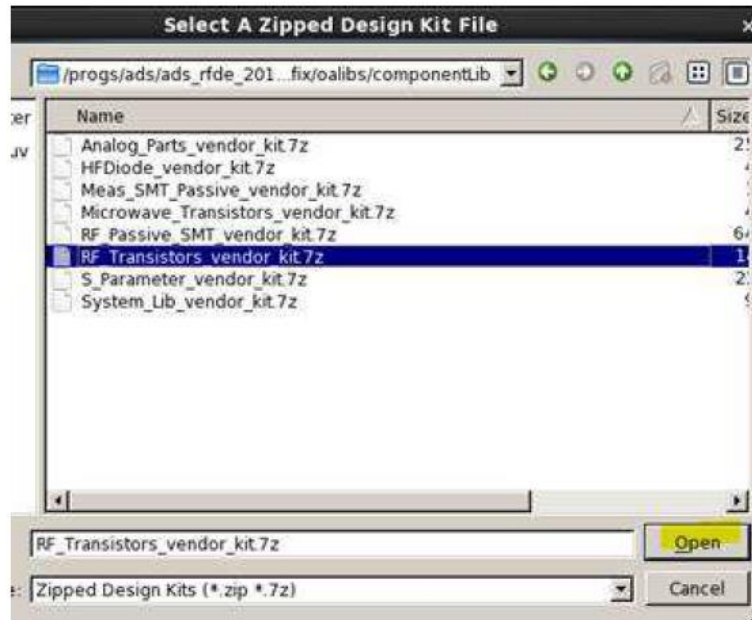


Figure 3. Choix des librairies à unzipper

- Sélectionnez le répertoire dans lequel vous souhaiteriez placer cette librairie ('dézippée'). Il faut choisir le nom du kit que vous souhaiteriez utiliser (par défaut, le nom devrait être correct, mais vous avez la possibilité de le changer), puis '**OK**'. Vous devriez alors disposer des composants mentionnés (à partir d'un schéma : Insert > Component > Component Library : **RF_Transistors**)

Une fois la librairie 'dézippée', vous pourrez la référencer pour n'importe quel autre workspace :

- Si c'est un workspace existant, à partir du menu principal d'ADS : **Design Kits > Manage Favorite Design Kits** et cliquer sur « **In Current Workspace** »,
- Si c'est un nouveau workspace, vous pouvez ajouter ce kit durant sa création (fenêtre '*Add librairies*').

ANNEXE 2 : Présentation générale des analyseurs scalaire et vectoriel

1. Mesures réalisées à partir de l'analyseur scalaire

Un analyseur scalaire permet de caractériser les variations du module des paramètres S d'un multipôle. Il possède donc en interne une source vobulable en fréquence. Par extension, à fréquence donnée, il permet aussi d'étudier la linéarité d'un amplificateur à fréquence donnée. Pour cela il est nécessaire qu'à fréquence fixe, la source interne puisse être vobulée en puissance.

Le schéma synoptique de base pour un tel analyseur est donné en Figure 1.

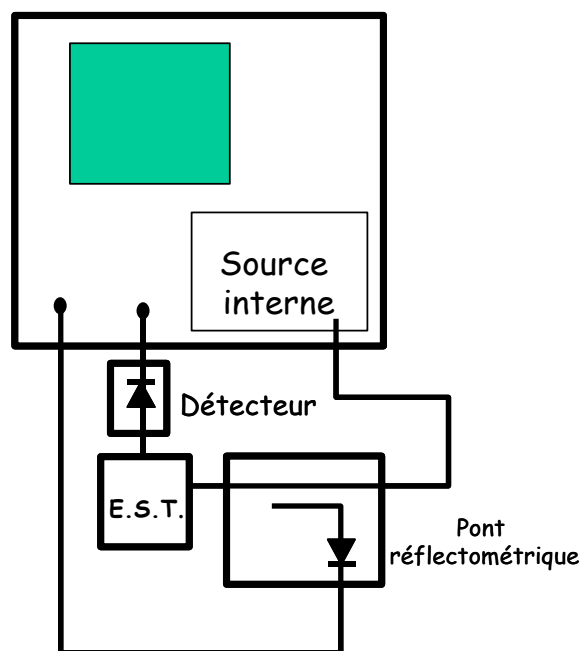


Figure 1. Schéma synoptique de la mesure utilisant un analyseur scalaire

Deux catégories de mesures seront effectuées :

- Des mesures en **réflexion** qui permettront de déterminer la variation du module du coefficient de réflexion ou le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS), noté S, pour les anglo-saxons (Standing Wave Ratio).
- Des mesures en **transmission** qui permettront de déterminer les pertes des quadripôles testés, dans une bande de fréquence spécifiée, ou les gains pour les amplificateurs.

Montage pour les mesures en réflexion

Comme l'indique la figure 2, l'onde réfléchie à l'entrée du composant sous test est séparée de l'onde incidente par le pont directionnel. Un détecteur à diode la convertit en un signal continu ou basse fréquence, fonction de son niveau et c'est ce signal qui est mesuré par l'analyseur scalaire.

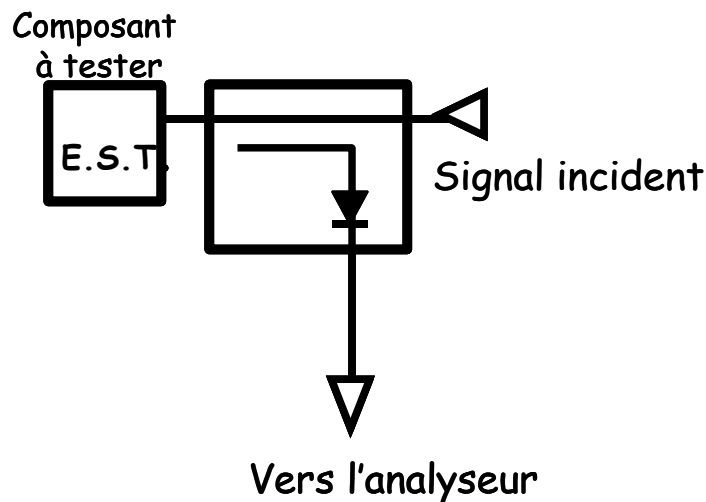


Figure 2. Montage pour la mesure en réflexion

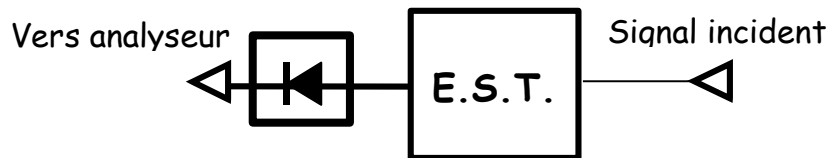


Figure 3. Montage pour la mesure en transmission

Cette fois, c'est l'onde transmise qui est convertie par le détecteur à diode pour être envoyée à l'analyseur. En utilisant les trois canaux de l'analyseur, il est alors possible de mesurer simultanément les réponses en réflexion et en transmission d'un quadripôle.

La calibration (ou phase de calibrage)

Afin de déterminer les coefficients de réflexion et de transmission d'un circuit à partir de la mesure des ondes réfléchies et transmises, il est nécessaire d'avoir des références. L'acquisition de ces références se fait à partir de la phase de calibrage de l'analyseur.

Pour la mesure en réflexion, le calibrage consiste à remplacer le composant à mesurer par un court-circuit (reflect) qui réfléchit la totalité du signal. L'analyseur prend alors en compte, sur toute la bande fréquence les défauts internes de l'analyseur, le court-circuit étant considéré comme parfait à toutes les fréquences.

Pour la mesure en transmission, le composant à mesurer est remplacé par une liaison directe (thru).

Les signaux ainsi détectés sont mémorisés dans l'analyseur et servent de référence à la mesure effectuée sur le circuit sous test.

Cette phase permet aussi de prendre en compte l'environnement de mesure et notamment les imperfections des câbles de liaison et des différentes transitions.

2. Mesures réalisées à partir de l'analyseur vectoriel

Comme cela a été énoncé précédemment, l'analyseur de réseau est un outil permettant la mesure directe des paramètres S de multipôles. Afin de bien comprendre cette mesure, nous allons présenter la manière dont fonctionne un analyseur de réseau. Cette étape met en évidence la nécessité de calibration afin d'obtenir des mesures valides.

2.1. Principe de fonctionnement

Les paramètres S traduisent une notion de puissance (transmise ou réfléchi) à une fréquence donnée. Aussi, le premier élément constitutif de l'analyseur est bien évidemment une source synthétisée générant un signal monochromatique (sinusoïdal) dans la bande de fréquence de fonctionnement de celui-ci. Ce signal est aussi contrôlé en

puissance afin de fournir une puissance dans une relativement large dynamique (typiquement de -80 dBm à un peu plus de 20 dBm). Une fois ce signal généré, il est alors nécessaire de séparer les ondes incidentes et réfléchies. Cette étape fondamentale est réalisée par des coupleurs intégrés dont le coefficient de couplage est de l'ordre de 40dB afin de ne pas perturber de façon trop significative la puissance de l'onde considérée. L'un de ces coupleurs a pour rôle de prélever une petite partie de la puissance issue de la source et ainsi quantifier la puissance véhiculée par l'onde incidente, le second quantifie quant à lui la puissance de l'onde rétrograde (onde réfléchie). Le schéma de principe de l'analyseur est présenté

Figure_.

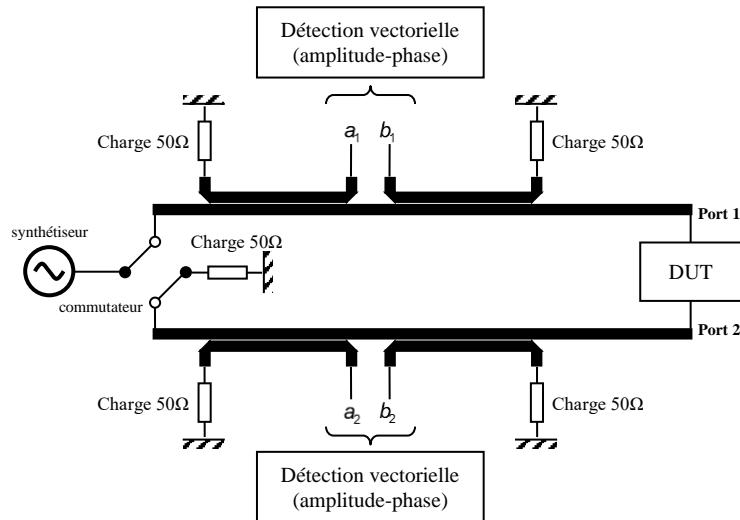


Figure 4. Schéma de principe de l'analyseur de réseau

Il est alors possible de déterminer les différents paramètres S en effectuant les rapports entre les différentes puissances complexes mesurées.

Cependant, rien n'étant parfait, il existe un certain nombre d'imperfections qui viennent entâcher la mesure. Ces erreurs peuvent être classées en trois catégories :

- les erreurs systématiques : celles-ci sont dues aux imperfections de l'analyseur et sont invariantes dans le temps. Elles peuvent donc être mesurées et corrigées numériquement.
- les erreurs aléatoires : celles-ci sont principalement liées au bruit interne des composants. Elles sont par nature imprévisibles et donc dépendantes du temps. Il est alors impossible de les corriger de façon durable.
- les erreurs de dérive : celles-ci sont principalement liées à la dépendance à la température de certains composants constitutifs de l'analyseur de réseau ainsi qu'à l'action de l'expérimentateur sur les conditions de mesures. Ces erreurs peuvent facilement être corrigées en effectuant une calibration. Aussi, afin de limiter l'influence de la dépendance à la température, il est conseillé d'allumer l'appareil au minimum 30 minutes avant d'effectuer la calibration ou les mesures.

Les erreurs que l'on est en mesure de corriger (les erreurs systématiques) sont au nombre de six dans le sens direct et six dans le sens inverse (source active au port 1 et source active au port 2). Lorsque l'on cherche à identifier ces erreurs, la première d'entre elles provient du défaut de directivité du coupleur d'entrée. En effet, dans ce cas, une partie du signal issue du synthétiseur est directement transmise au détecteur évaluant la puissance véhiculée par l'onde réfléchie. Il existe donc une erreur qui, suivant la phase relative de recombinaison des ondes, peut être constructive ou destructive. Il existe aussi des erreurs liées au problème de désadaptation de la source et de la charge qui peuvent ne pas présenter une impédance constante et égale à 50Ω sur toute la bande d'intérêt. Il est aussi possible d'identifier comme sources d'erreurs le fait que les composants constitutifs de l'analyseur ne présentent pas un gain unitaire sur toute la bande de fréquence. Il existe alors une différence entre la puissance mise à disposition à l'entrée du dispositif sous test et celle effectivement émise par le synthétiseur. Enfin, il peut exister un couplage de la puissance d'entrée sur le port de sortie engendrant une erreur de diaphonie.

2.2. Les méthodes de calibration

Pour corriger ces erreurs, il existe deux grandes catégories de calibration : la calibration en normation qui permet de corriger seulement les erreurs fréquentielles et la calibration vectorielle qui corrige quant à elle l'intégralité des 12 termes d'erreurs. La nature même de ces méthodes de calibration impose qu'elles ne sont valables que dans un plan de référence appelé plan de calibration.

Concernant la première catégorie, elle consiste tout simplement à comparer la réponse d'une ligne de transmission de longueur nulle et sans perte qui qualifie alors la fonction de transfert de l'analyseur à celle du dispositif à mesurer. L'opération permettant de trouver la fonction de transfert du dispositif est simplement un rapport entre ces deux fonctions de transfert. D'un point de vue modélisation mathématique, cela revient à :

Etape 1 : mesure analyseur seul

$$H_{cal} = H_{source} \cdot H_{c\grave{a}ble} \cdot H_{d\acute{e}tecteur}$$

Etape 2 : mesure avec le dispositif

$$H_{mes} = H_{source} \cdot H_{c\grave{a}ble} \cdot H_{dispositif} \cdot H_{d\acute{e}tecteur}$$

Etape 3 : rapport entre les deux fonctions de transfert

$$H_{dispositif} = \frac{H_{mes}}{H_{cal}}$$

Il est clair que cette méthode ne permet d'évaluer correctement que le paramètre S_{21} du dispositif.

C'est pourquoi, il existe la calibration vectorielle. Cette calibration a pour objectif de déterminer les 12 termes d'erreurs (dans le cas de l'évaluation des performances d'un quadripôle). Le principe est de disposer d'un jeu d'équations liant les paramètres S mesurés aux paramètres S du dispositif. Afin de bien comprendre la philosophie mise en œuvre au sein de l'analyseur, nous allons exposer succinctement le principe de la calibration dans la configuration d'une mesure en réflexion d'un dipôle.

Il est plus aisé de représenter l'analyseur ainsi que ces conditions de bouclage par le graphe de fluence suivant :

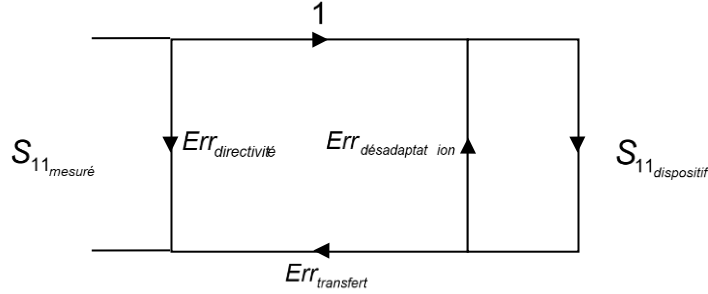


Figure 5. Modélisation par graphe de fluence de l'entrée d'un analyseur

La résolution de ce graphe de fluence permet de lier le $S_{11_{mesuré}}$ au $S_{11_{dispositif}}$ par la relation suivante :

$$S_{11_{mesuré}} = Err_{directivité} + \frac{Err_{transfert} \cdot S_{11_{dispositif}}}{1 - Err_{désadaptation} \cdot S_{11_{dispositif}}}$$

Il est clair que la connaissance des trois termes $Err_{directivité}$, $Err_{désadaptation}$ et $Err_{transfert}$ est suffisante pour déterminer le $S_{11_{dispositif}}$ avec la connaissance du $S_{11_{mesuré}}$. Il est alors nécessaire d'effectuer trois mesures préalables sur des charges connues afin de construire un jeu de trois équations à trois inconnues qui sera résolu par l'analyseur.

Deux méthodes de calibration sont généralement utilisées. Ces méthodes sont basées comme précisé précédemment sur l'utilisation de charges particulières et d'une ligne de transmission supposée de longueur nulle ou dont les caractéristiques sont renseignées dans l'analyseur. Les standards généralement utilisés dans la méthode la plus classique sont les suivants :

- Court-circuit (Short)
- Circuit ouvert (Open)
- Charge adaptée (Load)
- Ligne de transmission (Thru)

C'est pourquoi cette méthode est généralement appelée méthode de calibration SOLT. Le choix de ces standards n'est pas anodin. En effet, il permet de présenter deux charges à coefficient de réflexion élevé mais de phases très différentes (0 et π) ainsi qu'une charge à très faible coefficient de réflexion (0 théorique). L'utilisation des trois premiers

standards en mesure préliminaire sur chacun des ports d'accès de l'analyseur conjointement au dernier standard pour la transmission est suffisante pour déterminer et corriger l'ensemble des erreurs systématiques de l'analyseur.

Une autre méthode appelée TRL (pour Thru, Reflect, Line) utilise aussi au minimum trois standards pour définir un plan de calibration. Elle est en fait une extension de la méthode originelle TRD (Thru, Reflect, Delay) où le standard Delay est transformé par un tronçon de ligne. Les paramètres mesurés sur les différents standards du kit TRL (ligne de longueur nulle, réflexion totale (typiquement un court-circuit) et ligne de longueur non nulle) permettent l'évaluation des mêmes coefficients d'erreur que lors d'une calibration SOLT. Aussi, pour cette méthode, la longueur de la ligne peut être de longueur quelconque et inconnue tant que celle-ci diffère d'une demi-longueur d'onde guidée. Il est donc conseillé, pour cette méthode, d'utiliser une ligne de longueur un quart de longueur d'onde guidée ou tout autre longueur multiple impaire du quart de longueur d'onde guidée. De plus, cette ligne ne doit pas être dispersive et par conséquent cette méthode est plutôt utilisée dans des applications où les lignes sont coaxiales.

Une variation de la méthode TRL, qui peut être vue comme une généralisation de cette dernière, est la méthode LRL (Line, Reflect, Line) pour laquelle le standard Thru est remplacé par une ligne de longueur non nulle et différente de la première. Dans cette méthode, c'est l'écart de phase entre les deux lignes en transmission qui est utilisé pour résoudre le système d'équations. Aussi, un écart de phase de 90° optimise le conditionnement du jeu d'équations et par conséquent la résolution de celui-ci. Cependant, un écart compris entre 30° et 150° est conseillé par la plupart des fabricants d'analyseurs afin d'assurer les conditions qui permettent d'assurer une calibration fiable et précise.

Toutes les méthodes présentées ci-avant peuvent être utilisées. Le choix se portera sur la disponibilité des kits de calibration ainsi que des fonctionnalités de l'analyseur sur lequel se dérouleront les mesures.

Il est cependant à retenir que la méthode de calibration de type SOLT sera difficile voire impossible à mettre en œuvre sur certaines technologies non coaxiales (mesures sous pointes sur des wafers, certaines mesures en guide d'ondes). Aussi, dans ces configurations, la méthode TRL reste la seule option disponible.

Dans de nombreux cas (en particulier pour les guides d'ondes), il est plus facile de fabriquer un kit de calibration TRL qu'un kit de calibration SOLT. En effet, cela résulte du fait que l'impédance de la ligne peut être définie par les caractéristiques mécaniques et physiques de son plan de section droite. Aussi, il est plus facile de construire et vérifier les dimensions mécaniques que de définir l'impédance du tronçon dont la valeur peut être différente suivant la convention utilisée et qui sont en règle générale vérifiées par comparaison avec un autre standard.

Dans le cas de l'utilisation d'une méthode de calibration SOLT sur une technologie guide d'ondes, le fait de ne pas maîtriser la position exacte du standard Open, fait que d'une manière générale, il est convenu d'utiliser deux standards courts-circuits mais dans des plans de référence différents. Aussi, afin d'optimiser l'écart de phase sur le coefficient de réflexion de ces deux standards, il est conseillé de décaler le plan de court-circuit d'un quart de longueur d'onde guidée à la fréquence centrale de balayage de l'appareil.

Enfin, si l'on s'intéresse aux inconvénients de la méthode TRL, il est clair que cette méthode est exclusivement utilisée pour réaliser une calibration complète deux ports. Même si l'on ne cherche qu'à effectuer une mesure en réflexion, il sera nécessaire d'effectuer l'intégralité des mesures de la TRL. De plus, la nécessité de proposer un écart de phase suffisant entre les deux standards (thru et line) de 90° optimal rend la méthode peu adéquate pour les fréquences très faibles.

Enfin, depuis quelques années, afin de limiter l'impact de l'imprécision de connexion des différents standards ainsi que pour des mesures moins fastidieuses, des kits de calibration électroniques ont vu le jour chez les principaux acteurs du domaine. Ces kits reprennent la philosophie des méthodes présentées en commutant leurs entrées sur différents standards connus de l'analyseur de façon électronique.

ANNEXE 3 : Prise en main de l'analyseur vectoriel utilisé en TP – Quelques commandes à connaître

Calibration – Type Calibration électronique

- Fixer la bande de fréquence, le nombre de points et la puissance
 - Appuyer sur la touche « **Start** » ou « **Stop** » pour définir les fréquences minimales et maximales de l'intervalle de mesure.
 - Appuyer sur la touche « **Sweep Setup** » pour accéder au menu de réglage du nombre de points. « 801 points » convient généralement.
 - Dans le menu associé à la touche « **Sweep Setup** », sélectionner « **Power** » et indiquer la puissance souhaitée au niveau des ports d'accès. 0dBm par exemple s'il s'agit d'un dispositif passif. S'il s'agit d'un dispositif actif, prendre en compte son gain et la puissance maximale acceptable par l'appareil : -10, -20, -30dBm.
- Pour démarrer la calibration, Appuyer sur la touche « **Cal** »
 - Cliquer sur « **Ecal** »
 - Cliquer sur « **2-Port cal** »
 - Attendre que l'appareil termine la calibration

Mesures

- Fixer le choix des paramètres S à mesurer :
 - Appuyer sur la touche « **Meas** »
- Fixer le type d'affichage (LogMag, Phase, Smith Chart ...) :
 - Appuyer sur la touche « **Format** »
- Fixer l'échelle des traces :
 - Appuyer sur la touche « **Scale** »

Sauvegarde

Faire les mesures et sauvegarder les résultats en appuyant sur la touche « **System** » ou « **Save Data Trace** » en fonction du type de sauvegarde désiré (impression, fichier de points)

ANNEXE 4 : Sauvegarde des mesures au Format Touchstone

Overview

Use the following VBA macro to save measurement data into a file in Touchstone format.

Folder	VBA macro name (project name)
D:\Agilent	SaveToTouchstone.vba

NOTE Don't delete this VBA macro. This VBA macro can not be restored by executing system recovery.

This VBA macro saves measurement data of any channel into a Touchstone format file, based on 1 to 4 port models.

NOTE You can save data in "real number - imaginary number", "dB - angle" or "amplitude - angle."

You can use data saved in Touchstone format for a circuit simulator such as Agilent Advanced Design System (ADS) on your PC (personal computer) or workstation. For more information on the ADS, refer to the operation manual that comes with the system.

NOTE You cannot recall data saved in Touchstone format on the E5070B/E5071B.

For information on data structure in a saved file, refer to "Data structure in Touchstone file" in this document.

Note on use

When the fixture simulator is ON and the port impedance conversion is ON, Z0 of all ports to be saved must be set to the same value.

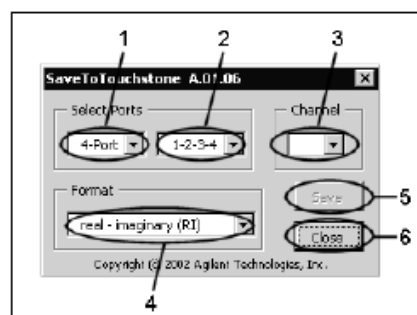
Operating procedure

1. Starting VBA macro

- Step 1. Press **[Macro Setup]**.
- Step 2. Press **Load Project**.
- Step 3. The Open dialog box appears. Specify the file name "D:\Agilent\SaveToTouchstone.vba" and press the **Open** button.
- Step 4. Press **[Macro Run]** to start the macro. (Refer to Figure 1-1.)

Figure 1-1

SaveToTouchstone



2. Saving data

- Step 1. Select the number of ports (1 in Figure 1-1) and test ports (2 in Figure 1-1).

NOTE

You can select 1 port or 2 ports as the number of ports when the maximum number of channels/traces is 16 channels/4 traces or 12 channels/6 traces.

- Step 2. Select a channel (3 in Figure 1-1).

NOTE

The channel selected in this step has no relation to active channel.

- Step 3. Select the data saving format (4 in Figure 1-1).

real - imaginary (RI)	real and imaginary parts
magnitude - angle (MA)	linear magnitude and phase (degree)
dB - angle (DB)	logarithmic magnitude (dB) and phase (degree)

Step 4. Press the **Save** button (5 in Figure 1-1). Measurement of necessary data for the selected channel in Step 2 starts.

NOTE	Regardless of state of the trigger system, measurement is automatically performed once.
-------------	---

NOTE	Regardless of on/off state of the balance-unbalance conversion, measurement is performed without the balance-unbalance conversion.
-------------	--

Step 5. When the measurement is complete, the Save As dialog box appears. Specify a file name and press the **Save** button.

Step 6. When saving to the file is complete, the start screen appears again.

3. Closing VBA macro

Step 1. Press the **Close** button (6 in Figure 1-1) to exit from the macro.

Data structure in Touchstone file

Figure 1-2 through Figure 1-5 show the data structure of a file saved in Touchstone format. Contents of the file is text data, which is ready for being read with your text editor.

Figure 1-2 One port Touchstone file

Option

Data

Freq (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, pri (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, sec (1)	<input type="text" value="Line break"/>
Freq (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, pri (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, sec (2)	<input type="text" value="Line break"/>
:					
:					
Freq (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, pri (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, sec (N)	<input type="text" value="Line break"/>

FMT : data saving format
 RI = real and imaginary parts
 MA = linear magnitude and phase (degree)
 DB = logarithmic magnitude (dB) and phase (degree)
 Z0 : Reference impedance

a : Selected test port number
 Freq(n) : Frequency at measurement point n [Hz]
 Saa, pri(n) : Real part(RI), linear magnitude(MA) or dB(DB) of measured parameter Saa at measurement point n
 Saa, sec(n) : Imaginary part(RI) or phase(MA,DB) of measured parameter Saa at measurement point n
 N : Number of measurement points
 Tab : Tab
 Line break : Line break

e5070bsupe001

Figure 1-3 Two port Touchstone file

Option

Data

Freq (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, pri (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, sec (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Sba, pri (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Sba, sec (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Sab, pri (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Sab, sec (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Sbb, pri (1)	<input type="text" value="Tab"/>	Sbb, sec (1)	<input type="text" value="Line break"/>
Freq (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, pri (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, sec (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Sba, pri (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Sba, sec (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Sab, pri (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Sab, sec (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Sbb, pri (2)	<input type="text" value="Tab"/>	Sbb, sec (2)	<input type="text" value="Line break"/>
:																	
:																	
Freq (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, pri (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Saa, sec (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Sba, pri (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Sba, sec (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Sab, pri (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Sab, sec (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Sbb, pri (N)	<input type="text" value="Tab"/>	Sbb, sec (N)	<input type="text" value="Line break"/>

FMT : data saving format
 RI = real and imaginary parts
 MA = linear magnitude and phase (degree)
 DB = logarithmic magnitude (dB) and phase (degree)
 Z0 : Reference impedance

a - b : Selected test port number (corresponding in ascending order, beginning with 1 to a)
 Freq(n) : Frequency at measurement point n [Hz]
 Sxy, pri(n) : Real part(RI), linear magnitude(MA) or dB(DB) of measured parameter Sxy at measurement point n
 Sxy, sec(n) : Imaginary part(RI) or phase(MA,DB) of measured parameter Sxy at measurement point n
 N : Number of measurement points
 Tab : Tab
 Line break : Line break

e5070bsupe002

ANNEXE 5 : Techniques de photolithographie

La photolithographie est l'un des procédés les plus utilisés pour réaliser les antennes et les circuits plaqués hyperfréquences. Elle se compose d'une série de quatre opérations principales : l'insolation, le développement, la gravure et le dépouillement.

Tout d'abord, un masque de l'antenne, ou **typon**, est réalisé à partir d'un logiciel de dessin. Puis, il y a deux solutions : soit il est sorti tel quel sur papier calque, soit la forme du circuit est découpée sur un film de découpe haute résolution sur table traçante à l'aide d'une pointe diamant. On peut alors avoir un masque à l'échelle 10 par exemple et le réduire à l'échelle 1 pour obtenir des détails de l'ordre du micron.

Les plaques de substrat diélectrique utilisées pour réaliser le circuit sont métallisées sur une ou deux faces, selon l'usage souhaité, et **pré-sensibilisées**, c'est-à-dire recouvertes d'une fine couche de résine qui les rend sensibles aux rayons ultra-violets.

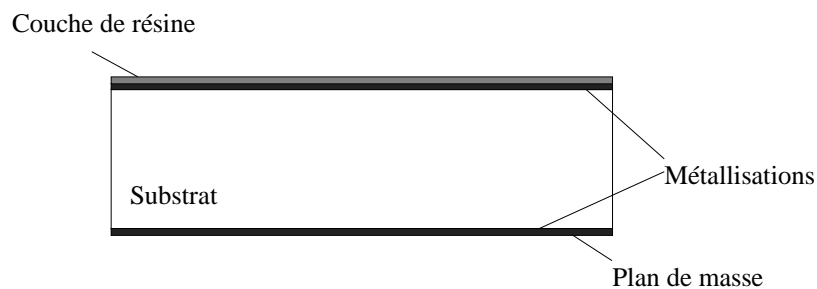


Figure 1. Phase de présensibilisation

Première étape : L'insolation

Le masque du circuit est appliqué sur l'une des faces métallisées du substrat et reproduit sur cette face en l'exposant aux rayons UV pendant quelques minutes.

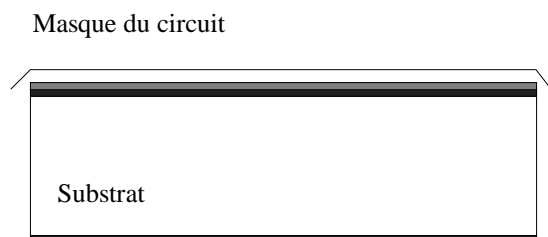


Figure 2. Phase d'insolation

Deuxième étape : Le développement

Cette phase permet d'enlever, par un bain de révélateur chimique, la couche de résine qui n'était pas protégée par le masque et qui a donc été insolée.

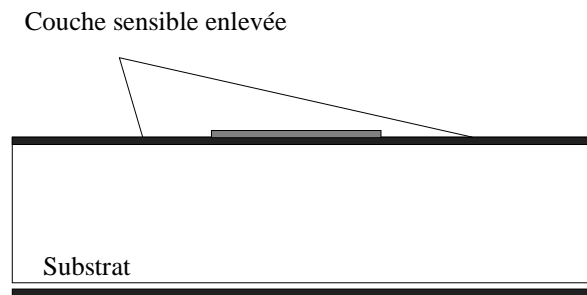


Figure 3. Phase de développement

Troisième étape : La gravure

Elle se fait à l'aide d'un bain corrosif (perchlorure de fer, par exemple). La zone dans laquelle la couche photosensible a été supprimée n'est plus protégée. La partie cuivrée est alors enlevée par gravure.

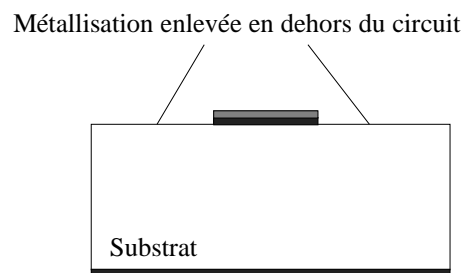


Figure 4. Phase de gravure

Dernière étape : Le dépouillement

Il ne reste plus qu'à enlever, à l'aide d'un solvant (acétone, par exemple), la couche photosensible qui a servi de protection au circuit jusqu'à présent.

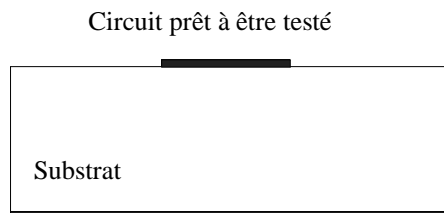
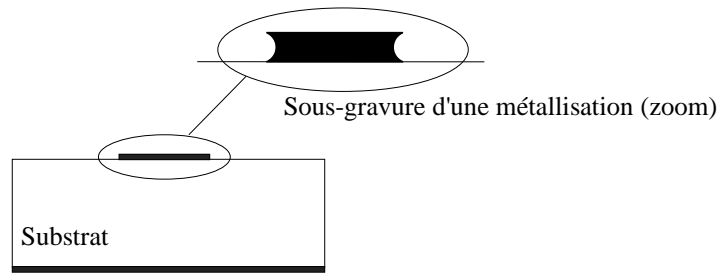


Figure 5. Phase de dépouillement

Plus la fréquence de fonctionnement du circuit augmente, plus ses dimensions diminuent et plus la précision de réalisation doit être importante.

Phénomène de sous-gravure :

Les étapes précédentes doivent être réalisées de manière très précise en respectant les temps nécessaires à chaque opération. Si cela n'est pas le cas, il apparaît au niveau des éléments du circuit une sous-gravure, c'est-à-dire une gravure irrégulière des métallisations qui va dégrader les performances du circuit.



D'une manière générale, on ne peut pas espérer obtenir une précision meilleure que l'épaisseur de métallisation. (17 ou 35 μm).



Up to 6 GHz Low Noise Silicon Bipolar Transistor

Technical Data

AT-41485

Features

- **Low Noise Figure:**
1.4 dB Typical at 1.0 GHz
1.7 dB Typical at 2.0 GHz
- **High Associated Gain:**
18.5 dB Typical at 1.0 GHz
13.5 dB Typical at 2.0 GHz
- **High Gain-Bandwidth Product:** 8.0 GHz Typical f_T

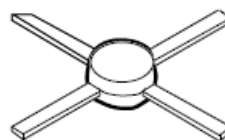
Description

Hewlett-Packard's AT-41485 is a general purpose NPN bipolar transistor that offers excellent high frequency performance. The AT-41485 is housed in a low cost .085" diameter plastic package. The 4 micron emitter-to-emitter pitch enables this transistor to be used in many different functions. The 14 emitter finger interdigitated geometry yields an interme-

mediate sized transistor with impedances that are easy to match for low noise and moderate power applications. Applications include use in wireless systems as an LNA, gain stage, buffer, oscillator, and mixer. An optimum noise match near 50Ω at 900 MHz, makes this device easy to use as a low noise amplifier.

The AT-41485 bipolar transistor is fabricated using Hewlett-Packard's 10 GHz f_T Self-Aligned-Transistor (SAT) process. The die is nitride passivated for surface protection. Excellent device uniformity, performance and reliability are produced by the use of ion-implantation, self-alignment techniques, and gold metalization in the fabrication of this device.

85 Plastic Package



AT-41485 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ^[1]
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	V	1.5
V _{CBO}	Collector-Base Voltage	V	20
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	V	12
I _C	Collector Current	mA	60
P _T	Power Dissipation ^[2,3]	mW	500
T _J	Junction Temperature	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance^[2,4]:
 $\theta_{jc} = 155^{\circ}\text{C/W}$

Notes:

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2. T_{CASE} = 25°C.
3. Derate at 6.5 mW/°C for T_C > 73°C.
4. See MEASUREMENTS section "Thermal Resistance" for more information.

Electrical Specifications, T_A = 25°C

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
S _{21E} ²	Insertion Power Gain; V _{CE} = 8 V, I _C = 25 mA f = 1.0 GHz f = 2.0 GHz	dB		17.5 11.5	
P _{1dB}	Power Output @ 1 dB Gain Compression V _{CE} = 8 V, I _C = 25 mA f = 2.0 GHz	dBm		18.5	
G _{1dB}	1 dB Compressed Gain; V _{CE} = 8 V, I _C = 25 mA f = 2.0 GHz	dB		14.0	
NF _O	Optimum Noise Figure: V _{CE} = 8 V, I _C = 10 mA f = 1.0 GHz f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz	dB		1.4 1.7 3.0	1.8
G _A	Gain @ NF _O ; V _{CE} = 8 V, I _C = 10 mA f = 1.0 GHz f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz	dB	17.5	18.5 13.5 9.5	
f _T	Gain Bandwidth Product: V _{CE} = 8 V, I _C = 25 mA	GHz		8.0	
h _{FE}	Forward Current Transfer Ratio; V _{CE} = 8 V, I _C = 10 mA	—	30	150	270
I _{CBO}	Collector Cutoff Current; V _{CB} = 8 V	μA			0.2
I _{EBO}	Emitter Cutoff Current; V _{EB} = 1 V	μA			1.0
C _{CB}	Collector Base Capacitance ^[1] ; V _{CB} = 8 V, f = 1 MHz	pF		0.25	

Notes:

1. For this test, the emitter is grounded.

AT-41485 Typical Performance, $T_A = 25^\circ\text{C}$

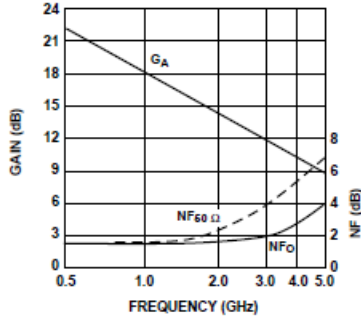


Figure 1. Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency. $V_{CE} = 8\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$.

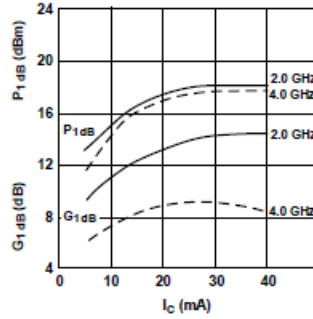


Figure 2. Output Power and 1 dB Compressed Gain vs. Collector Current and Frequency. $V_{CE} = 8\text{ V}$.

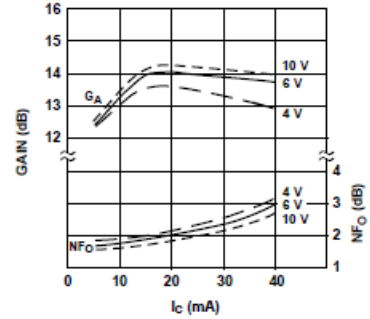


Figure 3. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Collector Current and Collector Voltage. $f = 2.0\text{ GHz}$.

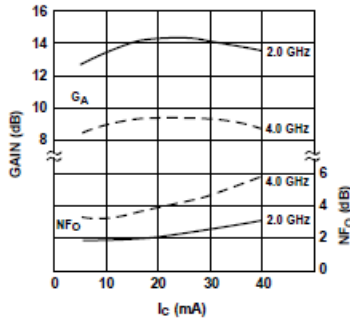


Figure 4. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Collector Current and Frequency. $V_{CE} = 8\text{ V}$.

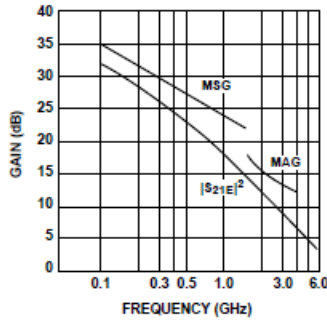


Figure 5. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency. $V_{CE} = 8\text{ V}$, $I_C = 25\text{ mA}$.

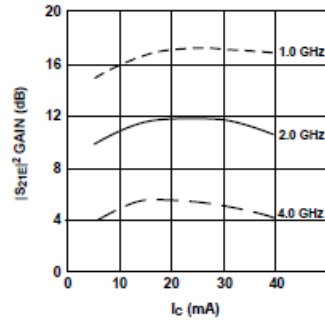


Figure 6. Insertion Power Gain vs. Collector Current and Frequency. $V_{CE} = 8\text{ V}$.

AT-41485 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CE} = 8\ \text{V}$, $I_C = 10\ \text{mA}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.1	.74	-40	28.2	25.80	156	-35.6	.017	81	.93	-14
0.5	.61	-126	21.9	12.46	108	-29.2	.035	44	.57	-31
1.0	.57	-161	16.6	6.80	87	-27.9	.040	38	.46	-33
1.5	.57	-180	13.4	4.67	75	-25.7	.052	47	.43	-34
2.0	.58	166	11.0	3.55	64	-24.5	.060	54	.41	-38
2.5	.59	160	9.3	2.92	59	-23.3	.068	58	.40	-39
3.0	.61	150	7.7	2.42	50	-21.9	.080	63	.39	-46
3.5	.62	142	6.4	2.09	41	-20.8	.091	61	.41	-54
4.0	.62	134	5.3	1.84	32	-19.5	.106	59	.42	-62
4.5	.62	125	4.3	1.65	24	-18.4	.120	57	.43	-67
5.0	.63	115	3.5	1.50	15	-17.2	.138	54	.44	-73
5.5	.65	103	2.7	1.37	6	-16.1	.157	49	.43	-78
6.0	.69	92	1.8	1.24	-4	-15.3	.172	46	.40	-86

AT-41485 Typical Scattering Parameters, Common Emitter, $Z_0 = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CE} = 8\ \text{V}$, $I_C = 25\ \text{mA}$

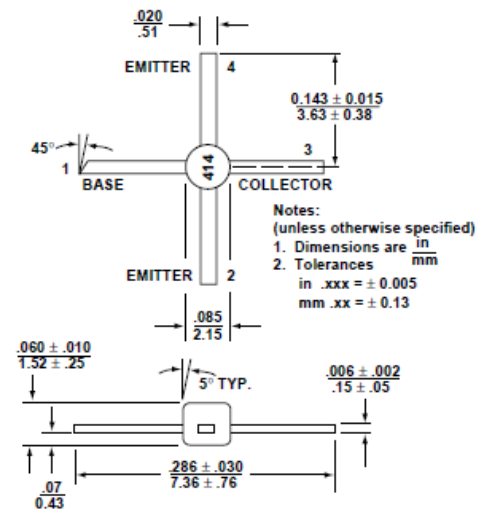
Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.1	.55	-68	32.0	40.01	146	-40.9	.009	57	.85	-19
0.5	.58	-153	23.1	14.20	99	-32.7	.023	52	.47	-29
1.0	.58	-177	17.4	7.39	82	-29.8	.032	63	.41	-28
1.5	.58	169	14.0	5.01	71	-27.3	.043	60	.39	-30
2.0	.60	158	11.6	3.78	61	-24.6	.059	64	.38	-36
2.5	.60	153	9.8	3.09	58	-23.7	.065	71	.36	-39
3.0	.63	147	8.1	2.55	48	-21.7	.082	68	.35	-47
3.5	.64	140	6.9	2.21	39	-20.7	.092	67	.37	-56
4.0	.64	133	5.8	1.94	31	-19.4	.107	65	.39	-64
4.5	.64	125	4.8	1.74	23	-18.1	.125	63	.40	-71
5.0	.64	115	4.0	1.58	14	-17.1	.140	56	.41	-78
5.5	.66	105	3.2	1.45	5	-15.9	.160	50	.40	-82
6.0	.70	94	2.4	1.32	-5	-15.1	.175	47	.37	-91

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section.

AT-41485 Noise Parameters: $V_{CE} = 8\ \text{V}$, $I_C = 10\ \text{mA}$

Freq. GHz	NF_0 dB	Γ_{opt}		$R_N/50$
		Mag	Ang	
0.1	1.3	.12	5	0.17
0.5	1.3	.10	25	0.17
1.0	1.4	.06	50	0.16
2.0	1.7	.25	172	0.16
4.0	3.0	.48	-131	0.24

85 Plastic Package Dimensions



ANNEXE 7 : Schéma de polarisation du transistor

La maquette comporte le transistor à caractériser, sa polarisation et des lignes d'accès à la base et au collecteur d'une longueur électrique supérieure à $\lambda/2$ à 2 GHz. De plus, on dispose d'une ligne 50Ω de traversée (THRU) et d'une ligne terminée par un court-circuit dans le plan d'entrée du transistor (REFLECT) qui permettent d'étalonner le relevé des paramètres S.

Le transistor est polarisé en émetteur commun avec une résistance de stabilisation dans la maille de collecteur et un pont de polarisation de base. La polarisation est découplée du signal par une ligne $\lambda/4$ à haute impédance et une capacité de retour à la masse sur les accès base et collecteur.

L'alimentation à partir d'une valeur de 12 V permet d'obtenir un point (I_C, V_{ce}) de polarisation proche de (10mA, 8V) pour lequel le constructeur donne les paramètres S. Une résistance de 100Ω dans la ligne de collecteur permet de suivre le courant I_C entre les bornes I_C et V_c , la lecture donne 1V pour 10mA. La tension entre les bornes V_c et du potentiel de référence donne la valeur de V_{ce} .

Le circuit est préréglé pour un point de polarisation de 10mA pour un V_{ce} proche de 8V avec une alimentation de 12V.

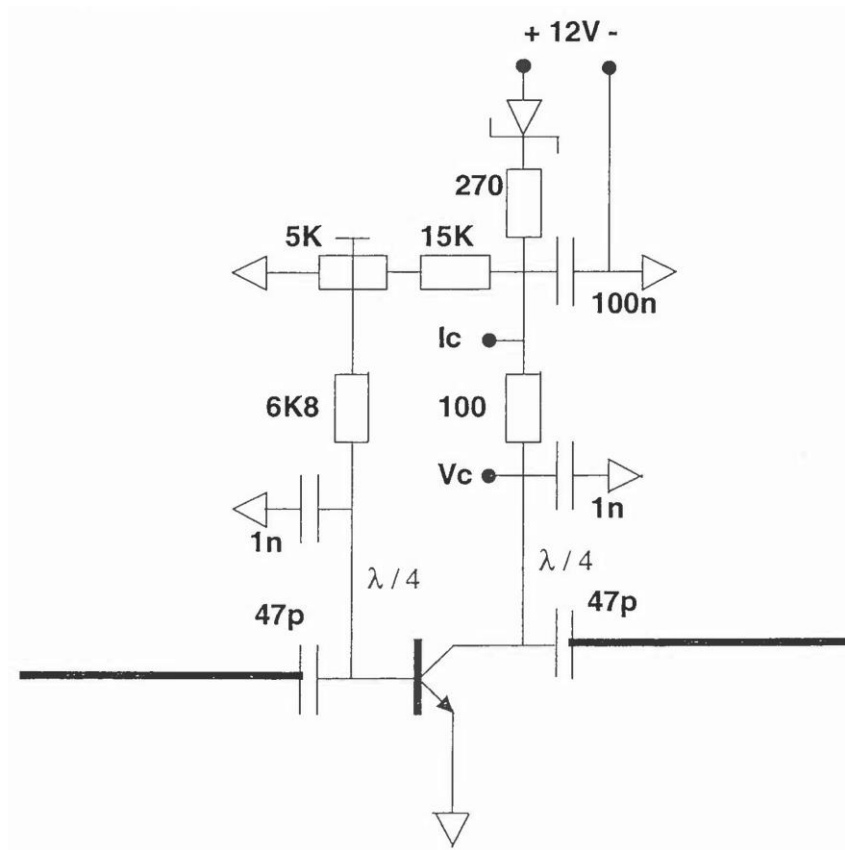


Figure 1. Schéma de polarisation du transistor