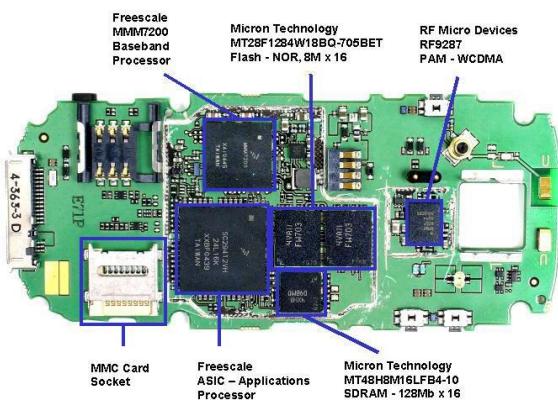
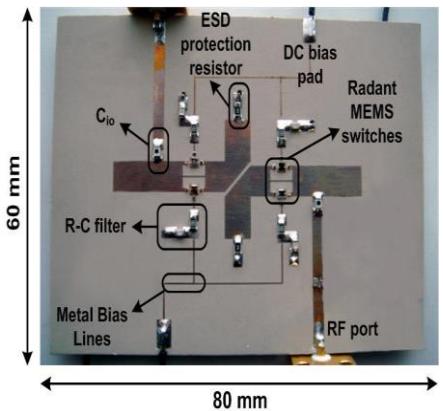
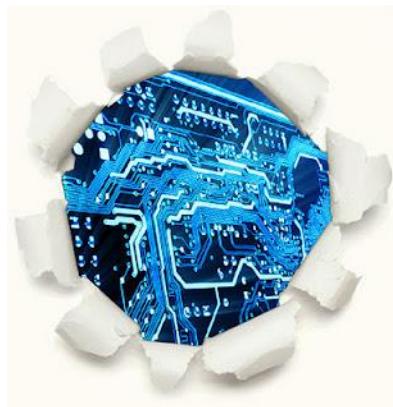


TRAVAUX PRATIQUES



Rossignol Jérôme

16^m version (2024-2025)

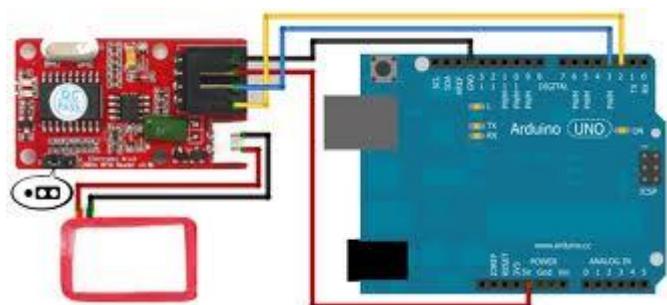


Table des matières

I ANALYSEUR DE RESEAUX VECTORIEL	7
But	7
Introduction.....	7
Travail préliminaire 1 : Rappel sur les paramètres S.....	8
Plan de références.....	9
Travail préliminaire 2 : Lignes Microruban.....	11
Éléments localisés	13
Résistances	13
Inductances	14
Condensateurs.....	15
<i>Travail expérimental</i>	15
Remarque préliminaire importante :	15
Calibration	16
Familiarisation : Antenne Pringles et yagi	16
Reverse Engineering.....	17
Conclusion	17
CHOIX DE LA FREQUENCE POUR LE RAPPORT ET LE TP 3 : Durant ces séances, il vous sera attribué une fréquence. Celle-ci servira l'élaboration de votre rapport final et les calculs et simulations associés.	17
II SIMULATION QUCS ET ANALYSEUR DE RESEAUX VECTORIEL	18
But	18
Introduction.....	18
Travail préliminaire 1 Rappel sur les paramètres S :	19
Travail préliminaire 2 :Lignes Microruban.....	20
Éléments localisés	22
Résistances	22
Inductances	23
Condensateurs.....	24
<i>Travail préliminaire 3 : QUCS Simulation</i>	24
Création d'un projet	24
Saisie du schéma	25
Paramétrier et effectuer la simulation.....	26
Afficher des graphiques et relever des valeurs	27

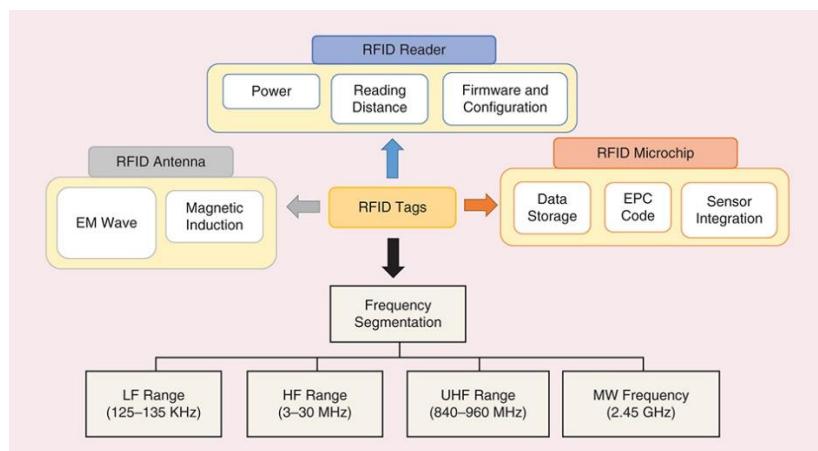
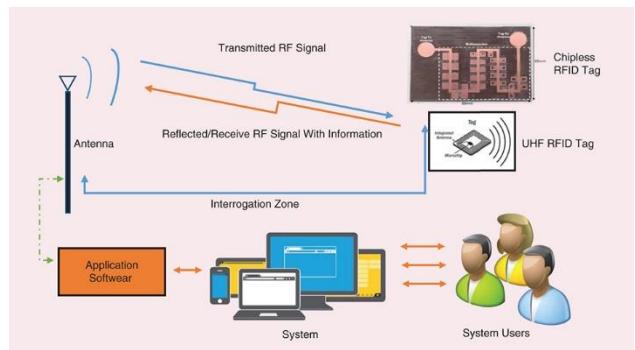
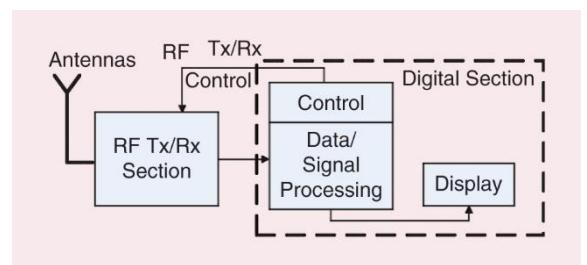
<i>Travail expérimental</i>	28
Manipulation :	29
Ligne microruban.....	29
Antenne patch.....	29
Reverse Engineering.....	30
Conclusion	30
CHOIX DE LA FREQUENCE POUR LE RAPPORT ET LE TP 3.....	30
III ANALYSEUR DE SPECTRE, FILTRE, RAYONNEMENT	31
<i>Introduction</i>	31
Travaux préliminaires 1	32
Travail préliminaire 2.....	32
Etude théorique du filtre.....	33
Gabarit du filtre	33
Equivalence entre un tronçon de ligne et une self ou une capacité	36
Synthèse de filtres	36
Travail expérimental SPECTRE.....	37
Mesure de rayonnement électromagnétique :.....	38
Mesure antenne patch.....	38
Travail expérimental FILTRE	38
Mesures :	38
Conclusion	39
IV CONCEPTION CIRCUIT ET SIMULATION.....	40
But :	40
Introduction.....	40
Travail préliminaire.....	40
<i>Circuit ou antenne ?</i>	40
<i>Lignes de champs</i>	41
<i>Avantages et limitations des antennes patch (rayer les mentions fausses)</i>	41
<i>Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.</i>	42
<i>Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire</i>	43
<i>Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques de l'antenne</i>	45
<i>Largeur W du patch</i>	45
<i>Longueur L du patch</i>	45
<i>Méthodologie.....</i>	46

Travail expérimental.....	46
Antenne Patch.....	46
FILTRE	47
V RAPPORT FINAL	48

INTRODUCTION :

Aujourd’hui, la communication sans fil devient usuelle et se développe dans tous les domaines industriels (*voir la conférence sur les objets connectés fin septembre 2014*). La transmission ou la réception d'une donnée nécessite évidemment des connaissances solides en traitement du signal mais aussi des moyens de transmissions soit une antenne et une circuiterie RF. La 4G et maintenant la 5G sont autant d'opportunités d'embauche et l'ouverture d'un vivier d'activités.

Les législations française et européenne sur les fréquences industrielles (cf. « Le monde informatique ») ouvrent la porte à un développement sans équivalent d'un outil de suivi de produit et de communication : les objets connectés et au-delà l'IOT l'internet des objets. De la caisse enregistreuse de grands magasins en Allemagne (remplaçant les codes-barres et antivols par quelques cm² et 200 caractères en mémoire), à la gestion des stocks de matières périssables ou mieux encore la gestion plus prompte des malades à l'entrée des urgences, les objets connectés ne sont pas définis de manière unique. Chaque besoin nécessite une solution spécifique. (Figure ci-dessous)



Ces travaux pratiques ont pour vocation de faire le lien entre l'enseignement de propagation en 3A et le cours et TD en 4A en communications sans fils. Ces travaux pratiques représentent la douzième version dans le domaine de la communication sans fils pour cette formation. Cette année 2019-2020 est toute particulière car elle apporte un regard complémentaire provenant d'anciens élèves (Ludmilla Grzelak, Nicolas Dujon, Kevin Naudin) et collègues d'IEEE à la suite du workshop 2019 à Dijon et celui de Lilles en 2020 (spécial IOT)

Ces travaux pratiques s'effectuent en 2 h chacun et font l'objet d'un rapport final à rendre en fin de semestre. Cependant, en début de séance, il vous sera remis par groupe (binôme ou trinôme) une fiche de suivi. Celle-ci sera à rendre à chaque fin de séance. Elle sera la preuve de votre activité. La participation de chacun sera prise en compte par l'enseignant. Il est impératif que les travaux soient **étudiés attentivement préalablement à la séance**. Dans la continuité des précédentes versions, des éléments liés aux projets ou stages de vos prédecesseurs sont introduits.

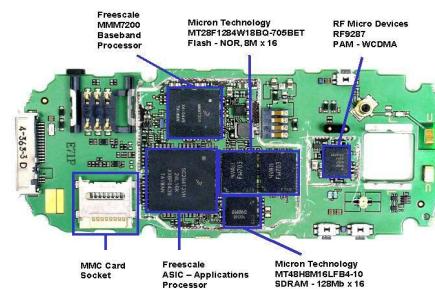
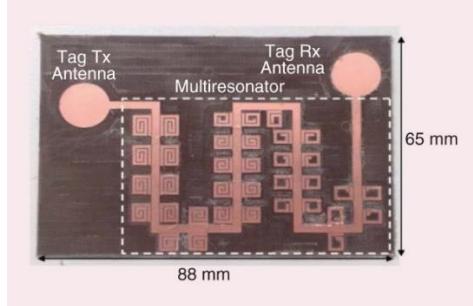
Il faut noter que les étudiants sont en binôme ou trinôme selon l'effectif. Le rapport final sera sanctionné comme tel. De nombreux documents sont à disposition des étudiants durant ces séances nécessitant un esprit de synthèse dès 8 h du matin.

Aucune question n'est idiote et donc a la possibilité d'être posée ou reposée dans le limite du raisonnable.

Obligation : Préparer le TP avant la séance et non venir avec celui fait par les collègues précédents (ce n'est plus le même). Merci de venir avec votre cours.

Durant chaque séance, les groupes sont dépendants les uns des autres.

La première paire de séances est consacrés aux circuits microrubans .



Elles comportent :

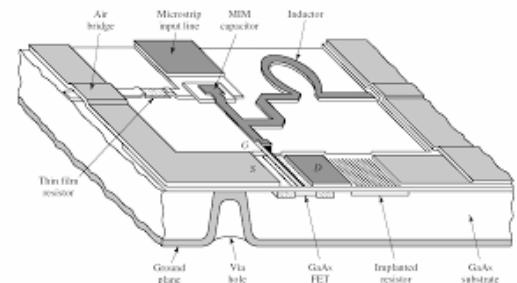
- une étude bibliographique générale sur les paramètres S et les microstrips
- l'usage d'un instrument de mesure (VNA : Très onéreux) dédié à la caractérisation des modules de transmission et leur brique élémentaire
- l'usage d'un outil de simulation dédié.

La seconde partie est dédiée à la conception de circuits, de filtres, d'antennes et leur mesure au moyen du VNA ainsi qu'un analyseur de spectre – (onéreux aussi ;)).

A la différence des précédentes versions, ces séances sont purement en distanciel avec l'enseignant dans la salle pour les manips.

Bon courage

J R

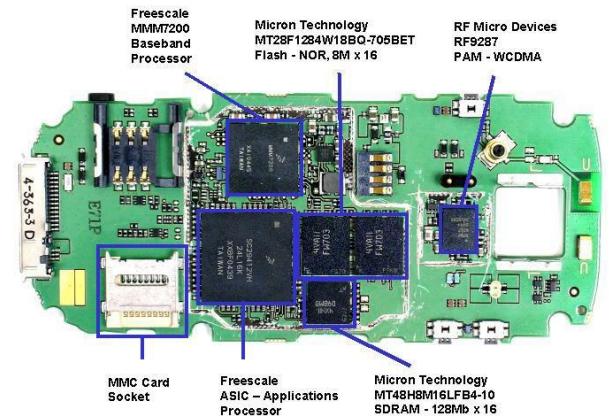


I ANALYSEUR DE RESEAUX VECTORIEL

But

- Généralités
- Familiariser avec l'analyseur de réseau
- Comprendre les paramètres S d'un EST

Introduction

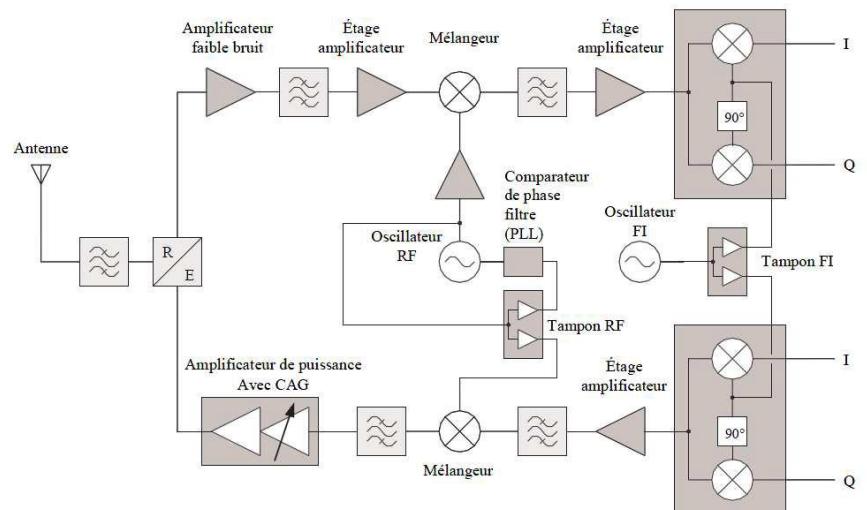


Tout émetteur et/ou récepteur ou encore téléphone est constitué d'un ensemble de composants et modules à basses fréquences et d'une partie hautes fréquences pour la communication. Cette dernière n'est pas un bloc unique mais la composition d'éléments passifs et actifs. Ainsi, il est nécessaire de les caractériser finement.

Cette caractérisation n'est en aucun cas, une mesure temporel (oscilloscope) mais une étude de comportement du circuit dans la gamme de fréquences utilisés. Les mesures dans le domaine fréquentiel (ou en régime harmonique) sont un moyen puissant d'étude des circuits microondes. Dans certains cas il est possible de se contenter d'une mesure scalaire (mesure du module des signaux). Cependant, pour certains circuits, il est indispensable d'accéder à la phase des signaux (adaptation de dispositifs actifs, marge de phase pour les amplificateurs, etc...).

Il faut noter que la limite en précision des systèmes de mesure dans le domaine fréquentiel provient principalement d'erreurs systématiques liées aux désadaptations d'impédance dans le système, au manque de directivité de certains composants et aux couplages parasites. La connaissance complète des signaux de mesure (amplitude et phase) et une modélisation d'erreur adaptée permettent de corriger ces différentes erreurs et par conséquent d'améliorer très sensiblement la précision et la fiabilité des mesures.

Le principal appareil de mesure hyperfréquence est l'analyseur de réseaux vectoriel. Contrairement à son nom, il n'est pas destiné à l'étude de réseaux (sens informatique du terme) mais aux systèmes de télécommunication. En fait il sert à déterminer les paramètres S d'un dipôle ou d'un quadripôle passif ou actifs voire les multipôles.



Dans la suite de ces tps, nous travaillerons essentiellement sur une technologie microruban (microstrip) que vous êtes invités à appréhender de manière autonome avec le soutien de vos enseignants.

De nouvelles notions apparaissent :

-analyseur de réseaux

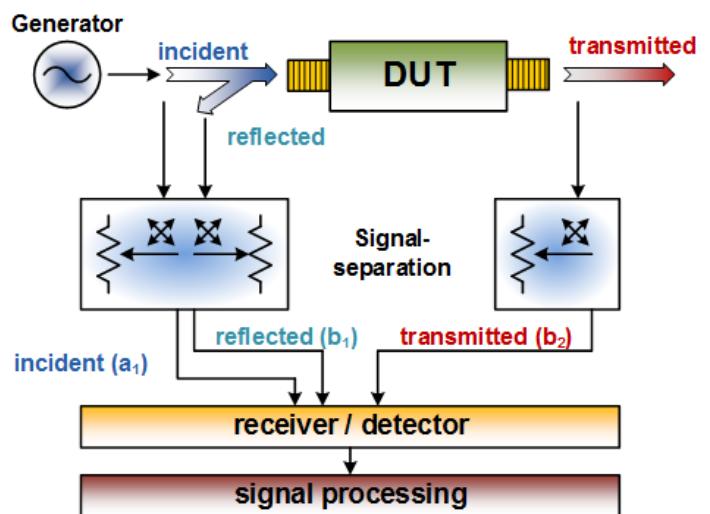
-paramètres S

-microstrip.

Travail préliminaire 1 : Rappel sur les paramètres S

Un dispositif microondes linéaire à deux accès, excité par un signal sinusoïdal à la fréquence f_0 sur un accès, réagit en réfléchissant une partie de ce signal d'excitation et en transmettant une autre partie (plus ou moins atténuée ou amplifiée) sur l'autre accès. On définit alors un composant (DUT ou device under test) ou un système microonde par son coefficient de réflexion (rapport du champ réfléchi sur le champ incident) et son coefficient de transmission (rapport du champ transmis sur le champ incident).

Ces deux coefficients varient avec la fréquence. Si on s'intéresse également au comportement du dispositif vis à vis d'une onde incidente sur le deuxième accès on peut définir des coefficients de réflexion et de transmission en inverse. Ceci amène à une description du système par ses paramètres S.



Les relations entre les ondes entrantes (a_i) et sortantes (b_i), définies par rapport à un plan de référence P_i , peuvent alors s'écrire sous la forme matricielle :

Les paramètres S sont complexes.

Pour définir complètement un dispositif microondes à 2 accès, il faudra donc effectuer autres mesures vectorielles pour chaque fréquence de travail, ceci dans les conditions suivantes :

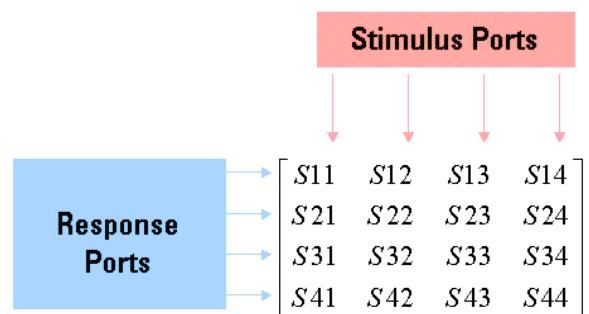
$$S = b/a$$

- Excitation sur le port 1, l'accès 2 est adapté sur son impédance caractéristique ($a_2=0$)

ainsi on mesure alors $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ et $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$

- Excitation sur le port 2, l'accès 1 est adapté sur son impédance caractéristique ($a_1=0$)

ainsi on mesure alors $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ et $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$



Plan de références

Toute mesure hyperfréquence n'a de valeur que si on connaît le plan de référence qui lui est associé.

En effet la phase du signal varie lors de la propagation et son amplitude, si la ligne est à pertes peut également s'atténuer.

Le plan de référence de la mesure correspond en général au plan d'entrée du dispositif sous test (DST).

La connaissance de ce plan passe nécessairement par un calibrage de l'appareil au moyen de mesures préliminaires.

Quelles sont les fonctions d'un analyseur de réseau ?

- *En mesure par transmission ?*
- *En mesure par réflexion ?*
- *Quelles sont les caractéristiques qui diffèrent les connectiques de type N, SMA et BNC ?*

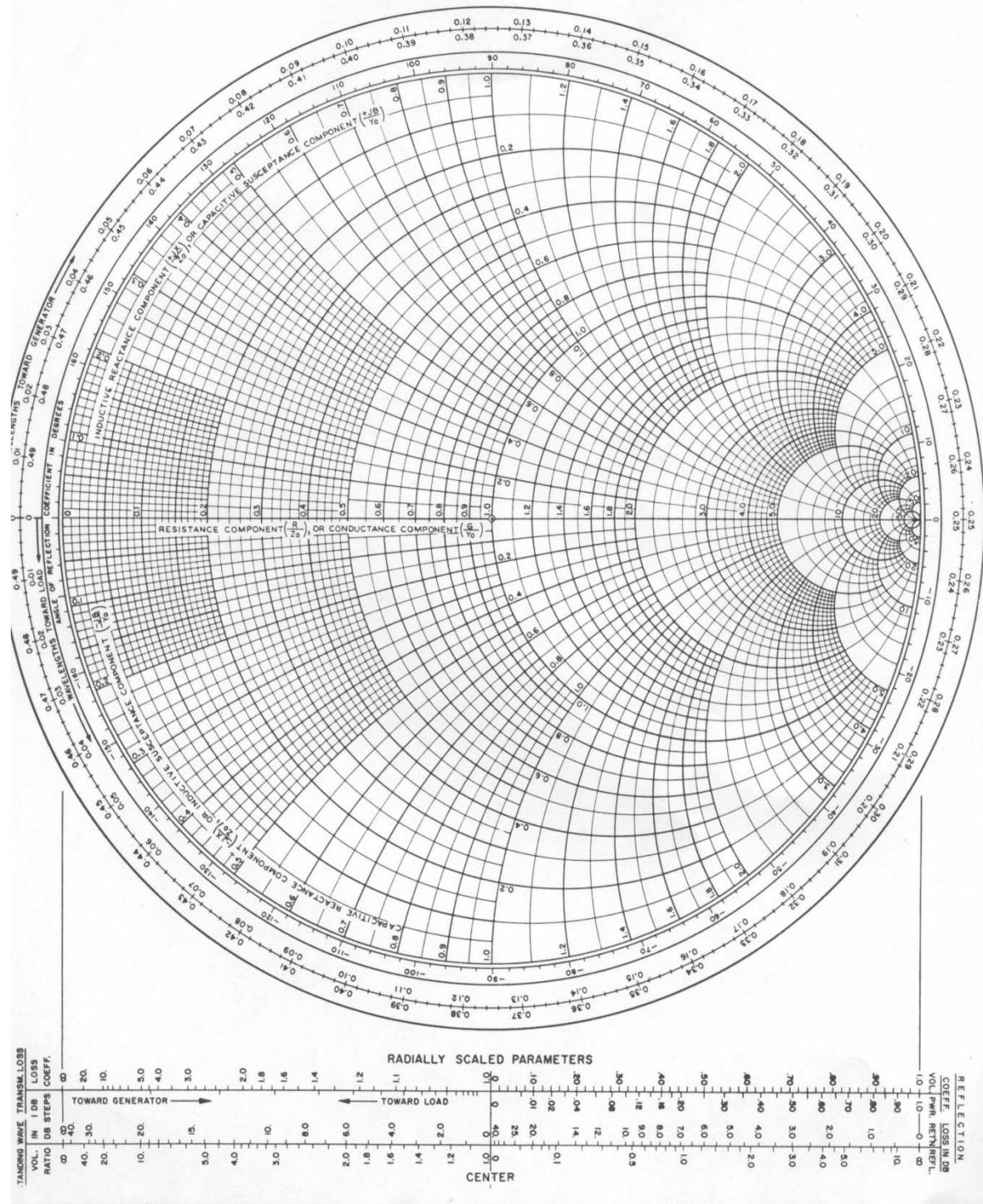
Il est important, pour la bonne marche de ce travail, de réviser vos acquis sur l'abaque de Smith.

Pour vous aider à préparer votre TP préalablement à la séance, veuillez déterminer les points associés les lignes en court-circuit, circuit ouvert et pour une ligne adaptée.

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 62BSPR (2-49)		DATE
KAY ELECTRIC COMPANY, PINE BROOK, N.J. ©1949		PRINTED IN U.S.A.

Supersedes G.R. Form 5301-7560 N

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



Travail préliminaire 2 : Lignes Microruban

La ligne microruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photolithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composantes passives et actives par montage en surface.

Dans une ligne microruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne microruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique $c/\sqrt{\epsilon_r}$ diffère de celle dans l'air.

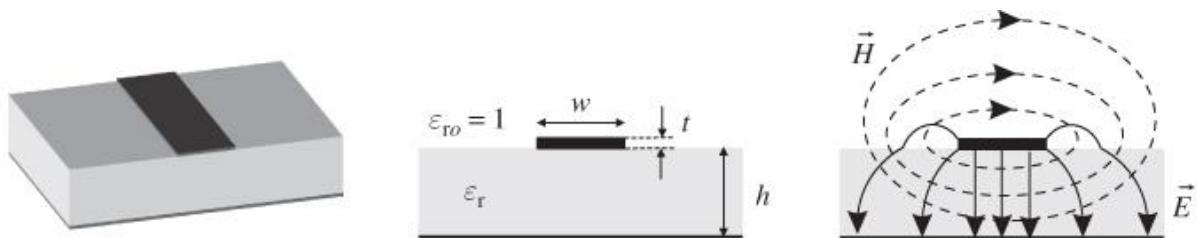


Figure 1 Ligne microruban

En réalité, les champs exacts d'une structure microruban correspondent à une onde TM-TE dont l'analyse exacte dépasse le cadre de ce cours. Toutefois, dans la plupart des cas pratiques, l'épaisseur du diélectrique est électriquement suffisamment petite ($d \ll \lambda$) et par conséquent les champs sont quasi-TEM, c'est-à-dire qu'ils correspondent au cas statique. Par conséquent, on peut approximer la constante de propagation, la vitesse de phase et l'impédance caractéristique à l'aide de solutions statiques et quasi-statiques. La vitesse de phase et la constante de propagation sont alors données par :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1), \quad \beta = \beta_o \cdot \sqrt{\epsilon_e} \quad (2), \quad \text{Où } \beta_o = \frac{2\pi \cdot f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (3)$$

Et ϵ_e ou ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective de la ligne microruban. Puisque les lignes de champ sont en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air, la constante diélectrique effective prend une valeur intermédiaire entre 1 et la constante diélectrique du substrat ϵ_r :

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

La constante diélectrique effective ϵ_e dépend de l'épaisseur du substrat d et de la largeur de la trace métallisée W . Elle peut être approximée par l'équation suivante :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{d}{W}}} \quad (4)$$

La constante diélectrique effective correspond à la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplacerait les régions diélectriques et l'air de la structure microruban.

L'impédance caractéristique de la ligne peut être approximée comme suit :

Pour $W/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right)$$

avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

Pour $W/h > 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right)}$$

(5)

Si maintenant nous voulons obtenir le rapport $\frac{W}{d}$ pour réaliser une ligne d'impédance caractéristique Z_0 ou Z_c , l'équation suivante peut être utilisée :

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} & W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & W/d > 2 \end{cases} \quad (6)$$

Où

$$A = \frac{Z_o}{60} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot Z_o \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}$$

L'atténuation dans la ligne microruban due aux pertes du diélectrique est :

$$\alpha_d = \frac{k_o \cdot \varepsilon_r \cdot (\varepsilon_e - 1) \cdot \tan(\delta)}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_e \cdot (\varepsilon_r - 1)}} \cdot \frac{Np}{m} \quad (7)$$

Où $\tan(\delta)$ est la perte tangentielle du diélectrique.

L'atténuation due aux pertes dans le conducteur est approximée par :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_o \cdot W} \cdot \frac{Np}{m} \quad (8), \text{ Où } R_s = \sqrt{\omega \cdot \mu_o / 2\sigma} \quad (9)$$

R_s correspond à la résistivité de surface et σ à la conductivité du matériau conducteur.

Éléments localisés

Les éléments localisés se doivent d'être très petits par rapport à la longueur d'onde (dimensions inférieures à $\lambda/10$) afin d'introduire un déphasage négligeable. La technologie de couches minces (thin film) permet de réduire les dimensions de ces éléments en assurant leur fonctionnement localisé jusqu'au environ 12 GHz. Au-delà, des modèles qui prennent en considération les effets parasites sont nécessaires.

Résistances

Les propriétés des résistances hyperfréquences sont les mêmes que celles des résistances basses fréquences : une bonne stabilité, un faible coefficient thermique de résistance et une bonne capacité à dissiper la puissance.

$$R \Big|_{\omega=0} = \rho \cdot \frac{l}{t \cdot W} = R_c \cdot \frac{l}{W} \quad (10), \text{ où}$$

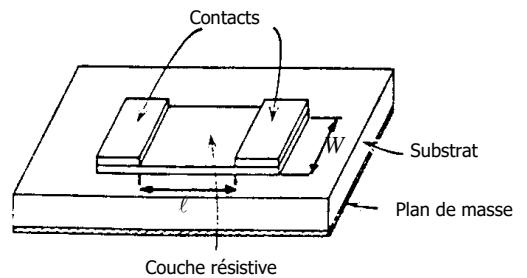


Figure 2 : Résistance à couche mince.

ρ est la résistivité du matériau de la couche résistive en $\Omega \cdot m$

t est l'épaisseur de la couche résistive

l est la longueur de la trace

W est la largeur de la trace

R_c est la résistance au carré en Ω

Si la longueur de la trace résistive devient importante par rapport à la longueur d'onde, il faut alors tenir compte de la propagation :

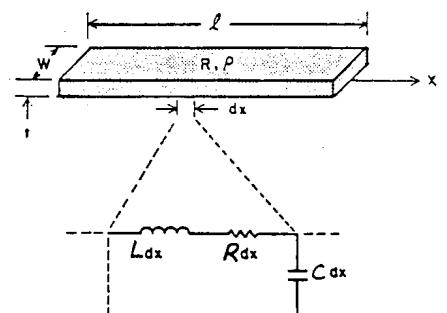


Figure 3: Modèle distribué de résistance

Inductances

Les faibles valeurs d'inductance (inférieures à 2 nH) peuvent être obtenues avec des tronçons de ligne microruban de haute impédance, avec des fils de thermo-compression ou encore avec des rubans.

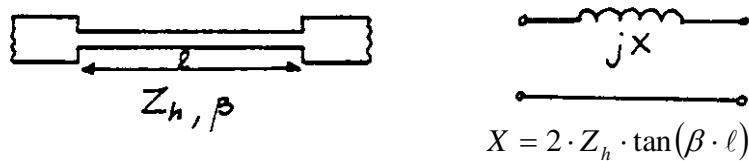


Figure 4: Inductance réalisée avec une ligne microruban

Pour des valeurs plus élevées, on utilise des bobines ou des inductances spirales.

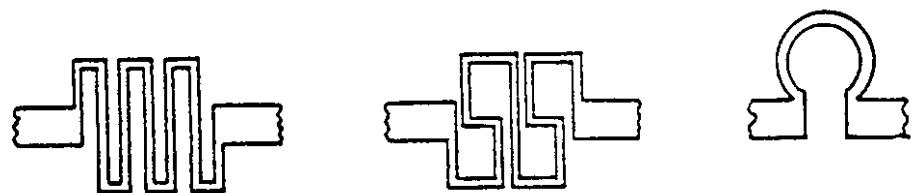


Figure 5: Inductances spirales

À hautes fréquences, une inductance spirale peut être représentée par un circuit équivalent à éléments localisés :

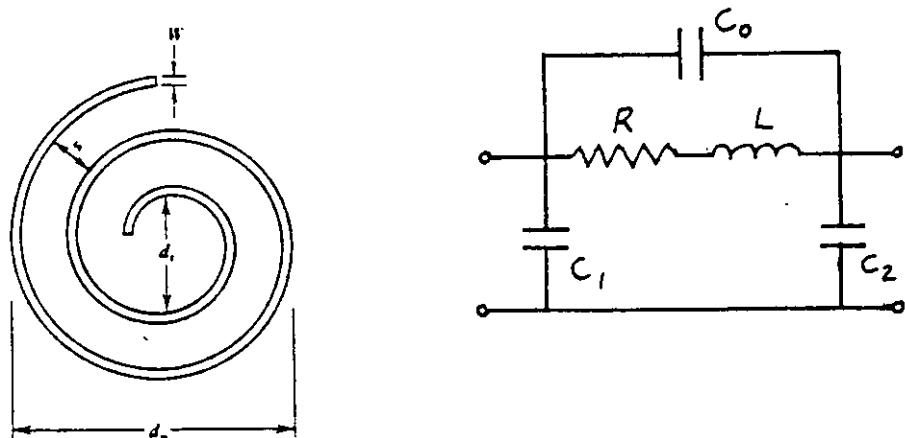


Figure 6: Circuit équivalent d'une inductance spirale

Condensateurs

Trois types de condensateurs sont principalement utilisés avec les circuits microruban, les condensateurs puce céramique multicouche, les condensateurs métal-oxyde-métal (mono-couche) et les condensateurs interdigitaux.



Figure 7: Condensateur puce céramique multicouche

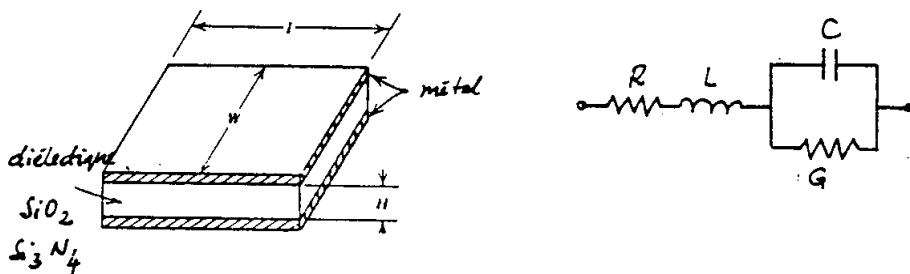


Figure 8: Condensateur métal-oxyde-métal

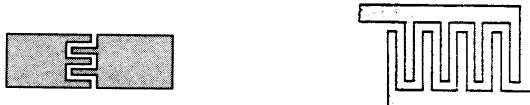


Figure 9: Condensateur interdigital

Travail expérimental

Remarque préliminaire importante :

Toute manipulation sur la connectique doit être effectuée avec le plus grand soin. Il faut veiller à aligner soigneusement les contacts centraux avant de serrer les connecteurs. Le serrage doit être modéré. (un léger serrage manuel suffira)

Procédure à suivre lors d'une mesure :

Le système dispose de 2 ports de tests parfaitement symétriques. Il permet donc de tester des composants à 1 ou 2 accès. Le DST sera connecté à un port s'il a 1 seul accès ou inséré entre les deux ports dans le cas contraire.

Pour éviter de retourner manuellement le DST lorsqu'on désire des mesures en direct et en inverse, l'excitation peut être envoyée alternativement sur les ports 1 et 2 (commutation interne). Bien entendu, avant chaque mesure, il est nécessaire d'établir les plans de

références choisis et éventuellement de mesurer des dispositifs étalons connus, de manière à réduire les erreurs systématiques. Cette procédure s'appelle le calibrage.

Il y a la calibration pour des mesures en réflexion (Short, Open, Load) et la calibration en transmission (Short, Open, Load, Transmission).

La précision de l'établissement du plan de référence conditionne la précision des mesures ultérieures

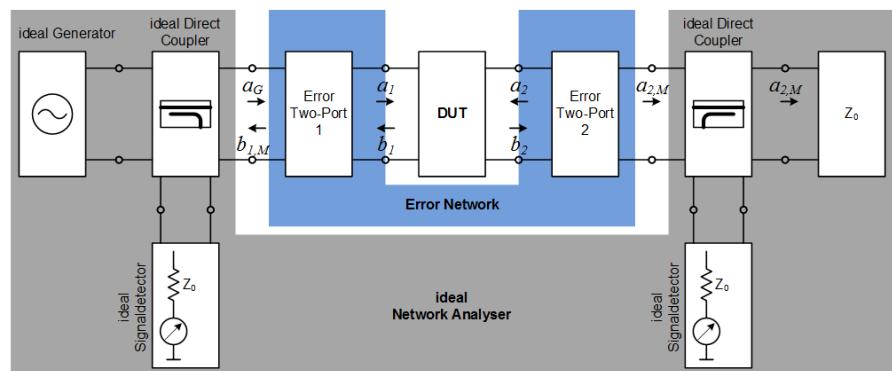
Une calibration restera valable tant que l'on reste sur le même plan de référence.

En résumé, une mesure de composant nécessite les étapes suivantes :

- Configuration du VNA (vector network analyzer) (plage de fréquence, puissances, format...)
- Calibration
- Connection du DST
- Mesure
- Sortie des résultats

Calibration

Etape préalable à toute manipulation de l'appareil, la calibration est une procédure fine à prendre en compte



Donner le synaptique d'un VNA

Donner les différents types de calibrations (one port, two-port)

Quelles sont les sources d'erreurs possibles ?

Familiarisation : Antenne Pringles et yagi

1^{er} étape :

En utilisant les documents à votre disposition dans la salle, veuillez-vous familiariser avec le VNA. Faites un graphe S11_{dB}(f). Il sera nécessaire d'avoir suffisamment de prises de points.

Déterminer la fréquence de résonance des deux antennes et leur facteur de qualité respectif.

2^{ème} étape :

Installer une ligne microruban au plan de calibration du VNA. A l'autre extrémité, veuillez connecter une impédance

-une charge ouverte,

-un court-circuit

-une impédance de 50 Ohm.

Pour les trois cas, comparer avec les résultats avec l'équipe simulation. Faites un graphe $S11_{dB}(f)$ pour comparer les résultats. Il sera nécessaire d'avoir suffisamment de prises de points.

En déduire au mieux câble ayant des connectiques male N- SMA. Veuillez faire la calibration SOL.

3em étape : antenne patch

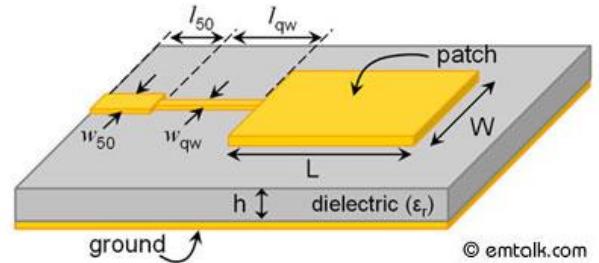
Mesurer le module du coefficient de réflexion en décibel de l'antenne pour les fréquences suivantes

1 GHZ, 1.5GHZ, 2 GHZ, 2.45GHz, 2.5 GHZ, 3Ghz.

Observer l'abaque de Smith, qu'indique les boucles ?

Comment détermine-t-on une fréquence de résonance ?

Déterminer la bande passante et le facteur de qualité.



© emtalk.com

Comparer avec les résultats avec l'équipe simulation. Faites un graphe $S11_{dB}(f)$ pour comparer les résultats. Il sera nécessaire d'avoir suffisamment de prises de points.

Reverse Engineering

Votre enseignant, vous donnera une antenne élaborée par vos prédecesseurs. Au moyen des compétences acquises, déterminer les caractéristiques de cette antenne.

Fréquence de résonnance :, Facteur de qualité :

Relever la variation de $|S11|$ en fonction de la fréquence. \Rightarrow Pour quelle fréquence a-t-on une émission optimale ?

TOS :

Conclusion

CHOIX DE LA FREQUENCE POUR LE RAPPORT ET LE TP 3 : Durant ces séances, il vous sera attribué une fréquence. Celle-ci servira l'élaboration de votre rapport final et les calculs et simulations associés.

1 par trinôme !

II SIMULATION QUCS ET ANALYSEUR DE RESEAUX VECTORIEL

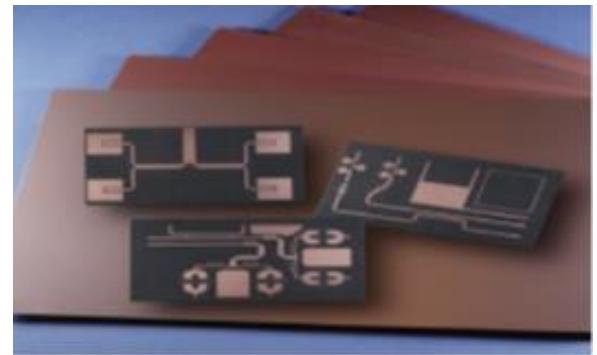
But

-Généralités

-Familiariser avec l'analyseur de réseau

-Comprendre les paramètres S d'un EST

Introduction



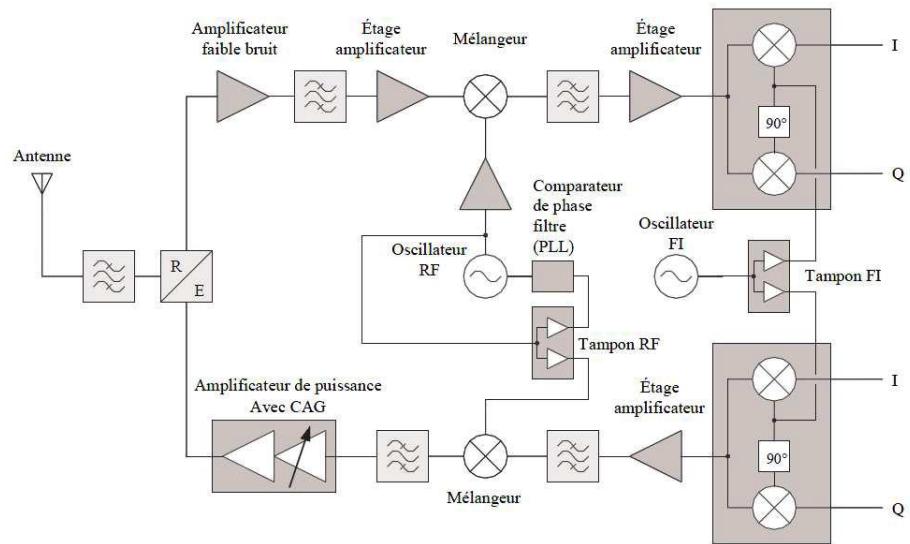
Tout émetteur et/ou récepteur ou encore téléphone est constitué d'un ensemble de composants et modules à basse fréquences et d'une partie hautes fréquences pour la communication. Cette dernière n'est pas un bloc unique mais la composition d'éléments passifs et actifs. Ainsi, il est nécessaire de les caractériser finement.

Cette caractérisation n'est en aucun cas, une mesure temporels (oscilloscope) mais une étude de comportement du circuit dans la gamme de fréquences utilisés.

Les mesures dans le domaine fréquentiel

(ou en régime harmonique) sont un moyen puissant d'étude des circuits microondes.

Dans certains cas il est possible de se contenter d'une mesure scalaire (mesure du module des signaux).



Cependant, pour certains circuits, il est indispensable d'accéder à la phase des signaux (adaptation de dispositifs actifs, marge de phase pour les amplificateurs, etc...).

Il faut noter que la limite en précision des systèmes de mesure dans le domaine fréquentiel provient principalement d'erreurs systématiques liées aux désadaptations d'impédance dans le système, au manque de directivité de certains composants et aux couplages parasites. La connaissance complète des signaux de mesure (amplitude et phase) et une modélisation d'erreur adaptée permettent de corriger ces différentes erreurs et par conséquent d'améliorer très sensiblement la précision et la fiabilité des mesures.

Le principal appareil de mesure hyperfréquence est l'analyseur de réseaux vectoriel. Contrairement à son nom, il n'est pas destiné à l'étude de réseaux (sens informatique du terme) mais aux systèmes de télécommunication. En fait il sert à déterminer les paramètres S d'un dipôle ou d'un quadripôle passif ou actifs voire les multipôles.

Dans la suite de ces tps , nous travaillerons essentiellement sur une technologie microruban (microstrip) que vous êtes invités à appréhender de manière autonome avec le soutien de vos enseignants.

De nouvelles notions apparaissent :

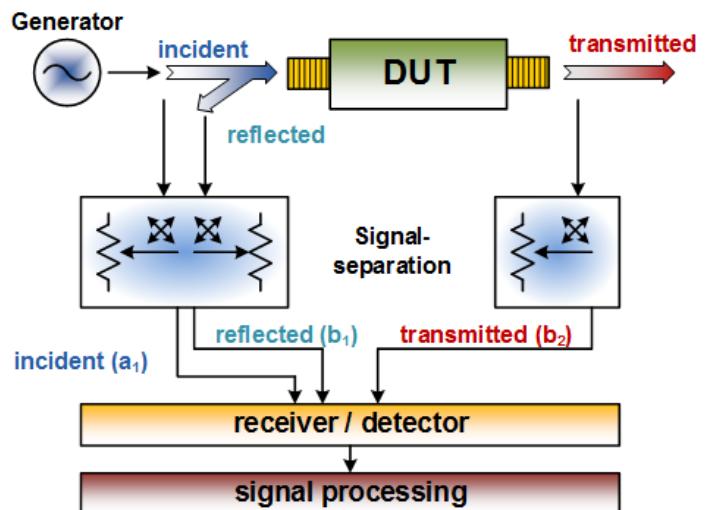
-analyseur de réseaux

-paramètres S

-microstrip.

Travail préliminaire 1 Rappel sur les paramètres S :

Un dispositif microondes linéaire à deux accès, excité par un signal sinusoïdal à la fréquence f_0 sur un accès, réagit en réfléchissant une partie de ce signal d'excitation et en transmettant une autre partie (plus ou moins atténuée ou amplifiée) sur l'autre accès. On définit alors un composant (DUT ou device under test) ou un système microonde par son coefficient de réflexion (rapport du champ réfléchi sur le champ incident) et son coefficient de transmission (rapport du champ transmis sur le champ incident).



Ces deux coefficients varient avec la fréquence. Si on s'intéresse également au comportement du dispositif vis à vis d'une onde incidente sur le deuxième accès on peut définir des coefficients de réflexion et de transmission en inverse. Ceci amène à une description du système par ses paramètres S.

Les relations entre les ondes entrantes (a_i) et sortantes (b_i), définies par rapport à un plan de référence P_i , peuvent alors s'écrire sous la forme matricielle :

Les paramètres S sont complexes.

Pour définir complètement un dispositif microondes à 2 accès, il faudra donc effectuer auqtrs mesures vectorielles pour chaque fréquence de travail, ceci dans les conditions suivantes :

3. Excitation sur le port 1, l'accès 2 est adapté sur son impédance caractéristique ($a_2=0$) ainsi on

$$\text{mesure alors } S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ et } S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$$

4. Excitation sur le port 2, l'accès 1 est adapté sur

$$\text{son impédance caractéristique } (a_2=0) \text{ ainsi on mesure alors } S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ et } S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$$

$$S = b/a$$

Stimulus Ports	
	Response Ports
	$S_{11} \quad S_{12} \quad S_{13} \quad S_{14}$
	$S_{21} \quad S_{22} \quad S_{23} \quad S_{24}$
	$S_{31} \quad S_{32} \quad S_{33} \quad S_{34}$
	$S_{41} \quad S_{42} \quad S_{43} \quad S_{44}$

Travail préliminaire 2 :Lignes Microruban

La ligne microruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photolithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composantes passives et actives par montage en surface.

Dans une ligne microruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne microruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique $c/\sqrt{\epsilon_r}$ diffère de celle dans l'air.

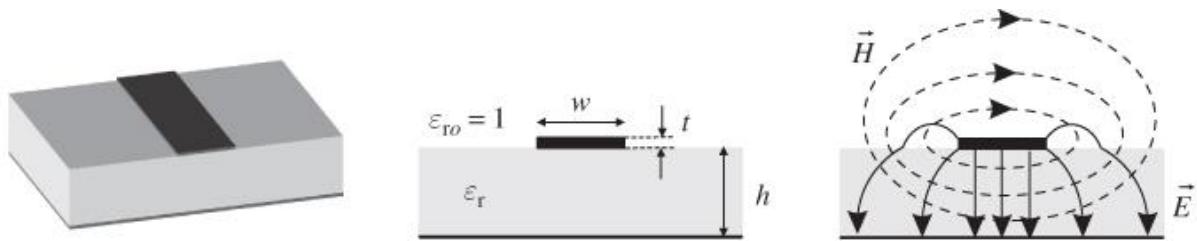


Figure 2 Ligne microruban

En réalité, les champs exacts d'une structure microruban correspondent à une onde TM-TE dont l'analyse exacte dépasse le cadre de ce cours. Toutefois, dans la plupart des cas pratiques, l'épaisseur du diélectrique est électriquement suffisamment petite ($d \ll \lambda$) et par conséquent les champs sont quasi-TEM, c'est-à-dire qu'ils correspondent au cas statique. Par conséquent, on peut approximer la constante de propagation, la vitesse de phase et l'impédance caractéristique à l'aide de solutions statiques et quasi-statiques. La vitesse de phase et la constante de propagation sont alors données par :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1), \quad \beta = \beta_o \cdot \sqrt{\epsilon_e} \quad (2), \quad \text{Où } \beta_o = \frac{2\pi \cdot f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (3)$$

Et ϵ_e ou ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective de la ligne microruban. Puisque les lignes de champ sont en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air, la constante diélectrique effective prend une valeur intermédiaire entre 1 et la constante diélectrique du substrat ϵ_r :

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

La constante diélectrique effective ϵ_e dépend de l'épaisseur du substrat d et de la largeur de la trace métallisée W . Elle peut être approximée par l'équation suivante :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{d}{W}}} \quad (4)$$

La constante diélectrique effective correspond à la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplacerait les régions diélectriques et l'air de la structure microruban.

L'impédance caractéristique de la ligne peut être approximée comme suit :

Pour $W/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right)$$

avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

Pour $W/h > 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right)}$$

(5)

Si maintenant nous voulons obtenir le rapport $\frac{W}{d}$ pour réaliser une ligne d'impédance caractéristique Z_0 ou Z_c , l'équation suivante peut être utilisée :

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} & W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & W/d > 2 \end{cases} \quad (6)$$

Où

$$A = \frac{Z_o}{60} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot Z_o \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}$$

L'atténuation dans la ligne microruban due aux pertes du diélectrique est :

$$\alpha_d = \frac{k_o \cdot \varepsilon_r \cdot (\varepsilon_e - 1) \cdot \tan(\delta)}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_e \cdot (\varepsilon_r - 1)}} \cdot \frac{Np}{m} \quad (7)$$

Où $\tan(\delta)$ est la perte tangentielle du diélectrique.

L'atténuation due aux pertes dans le conducteur est approximée par :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_o \cdot W} \cdot \frac{Np}{m} \quad (8), \text{ Où } R_s = \sqrt{\omega \cdot \mu_o / 2\sigma} \quad (9)$$

R_s correspond à la résistivité de surface et σ à la conductivité du matériau conducteur.

Éléments localisés

Les éléments localisés se doivent d'être très petits par rapport à la longueur d'onde (dimensions inférieures à $\lambda/10$) afin d'introduire un déphasage négligeable. La technologie de couches minces (thin film) permet de réduire les dimensions de ces éléments en assurant leur fonctionnement localisé jusqu'au environ 12 GHz. Au-delà, des modèles qui prennent en considération les effets parasites sont nécessaires.

Résistances

Les propriétés des résistances hyperfréquences sont les mêmes que celles des résistances basses fréquences : une bonne stabilité, un faible coefficient thermique de résistance et une bonne capacité à dissiper la puissance.

$$R \Big|_{\omega=0} = \rho \cdot \frac{l}{t \cdot W} = R_c \cdot \frac{l}{W} \quad (10), \text{ où}$$

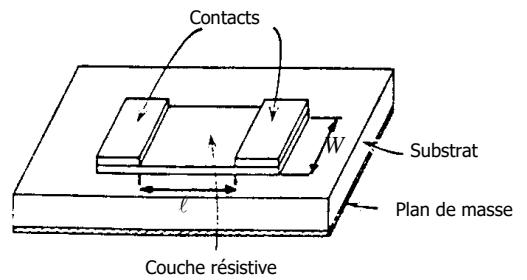


Figure 2 : Résistance à couche mince.

ρ est la résistivité du matériau de la couche résistive en $\Omega \cdot m$

t est l'épaisseur de la couche résistive

l est la longueur de la trace

W est la largeur de la trace

R_c est la résistance au carré en Ω

Si la longueur de la trace résistive devient importante par rapport à la longueur d'onde, il faut alors tenir compte de la propagation :

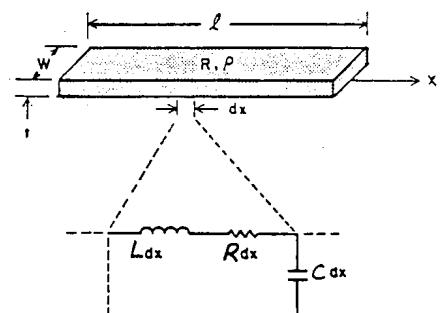


Figure 3: Modèle distribué de résistance

Inductances

Les faibles valeurs d'inductance (inférieures à 2 nH) peuvent être obtenues avec des tronçons de ligne microruban de haute impédance, avec des fils de thermo-compression ou encore avec des rubans.

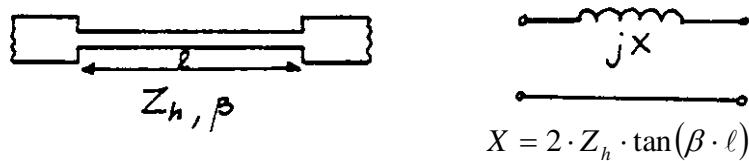


Figure 4: Inductance réalisée avec une ligne microruban

Pour des valeurs plus élevées, on utilise des bobines ou des inductances spirales.

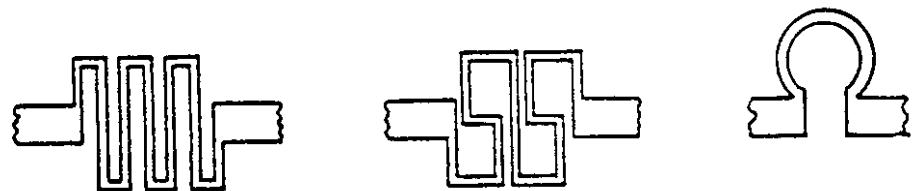


Figure 5: Inductances spirales

À hautes fréquences, une inductance spirale peut être représentée par un circuit équivalent à éléments localisés :

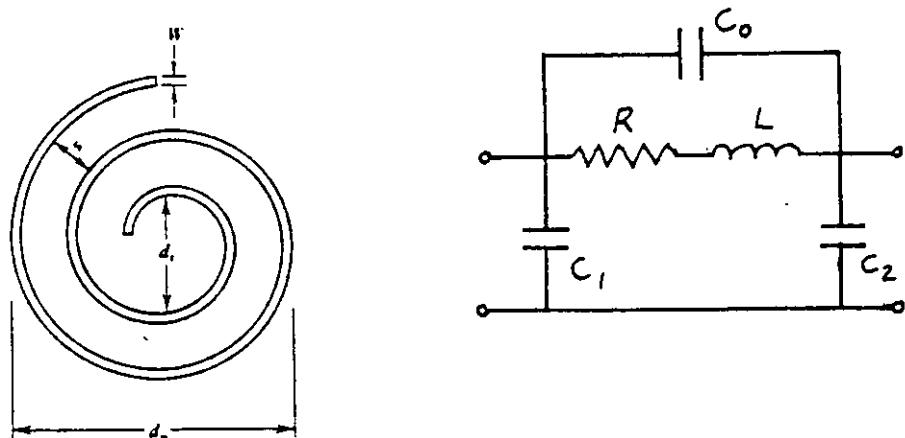


Figure 6: Circuit équivalent d'une inductance spirale

Condensateurs

Trois types de condensateurs sont principalement utilisés avec les circuits microruban, les condensateurs puce céramique multicouche, les condensateurs métal-oxyde-métal (mono-couche) et les condensateurs interdigitaux.



Figure 7: Condensateur puce céramique multicouche

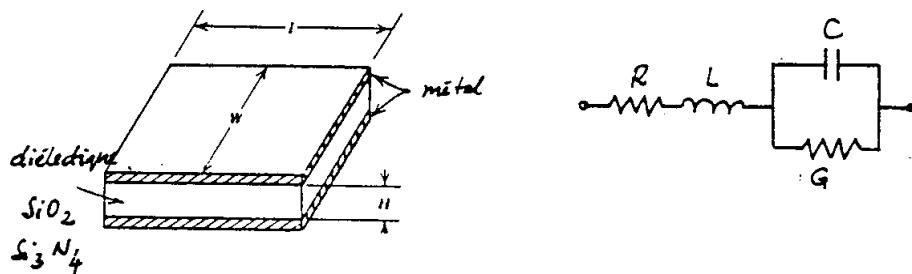


Figure 8: Condensateur métal-oxyde-métal



Figure 9: Condensateur interdigital

Travail préliminaire 3 : QUCS Simulation

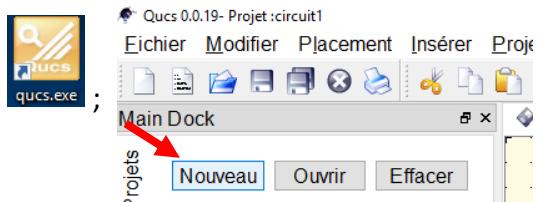
Généralités

QUCS est un logiciel permettant la simulation de circuits électroniques analogique (résistances, diodes, amplificateurs linéaires intégrés...) ou bien numériques (porte logiques...). Les pages suivantes montrent comment saisir et simuler un circuit simple. Veuillez trouver ci-joint un tutoriel pour utiliser QUCS . Il est délibérément orienté sur une simulation analogique mais pas en HF.

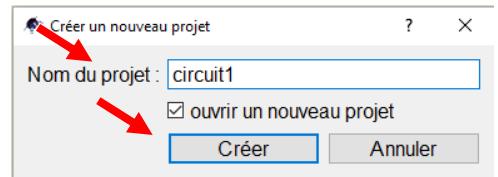
Quelque soit le schéma à simuler, la démarche restera la même.

Création d'un projet

- Lancer QUCS depuis le bureau ou la barre des tâches

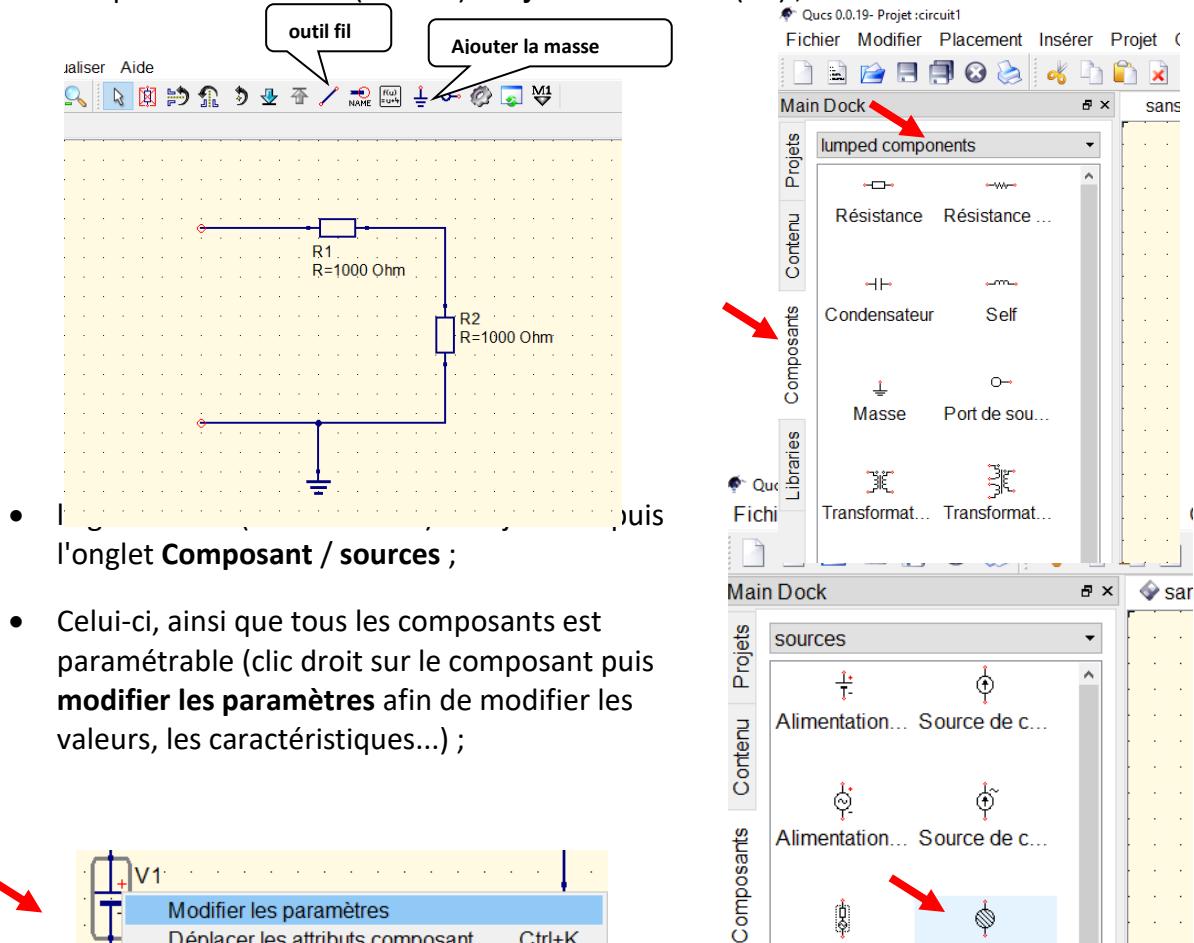


- Dans l'onglet Projets, cliquer sur Nouveau ;
- Nommer le projet puis le créer;

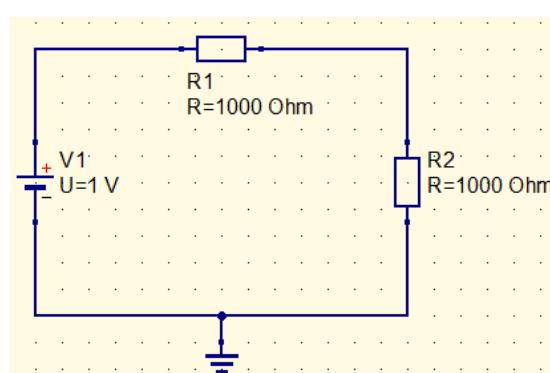


Saisie du schéma

- Cliquer sur l'onglet Composants et sélectionner lumped components ; Cliquer sur les résistances (ou autres composants) pour les amener sur la zone de travail. Relier les composants entre eux (outil fil) et ajouter la masse (0V) ;



- Au final :

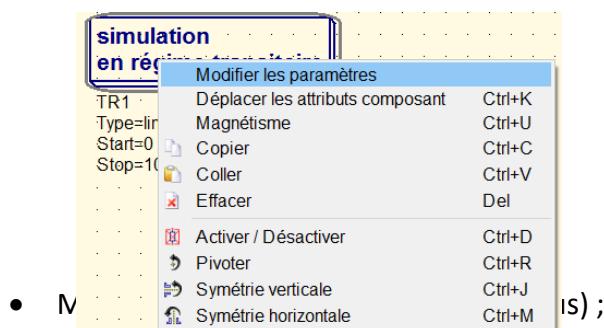


Penser à enregistrer le fichier  à l'emplacement souhaité.

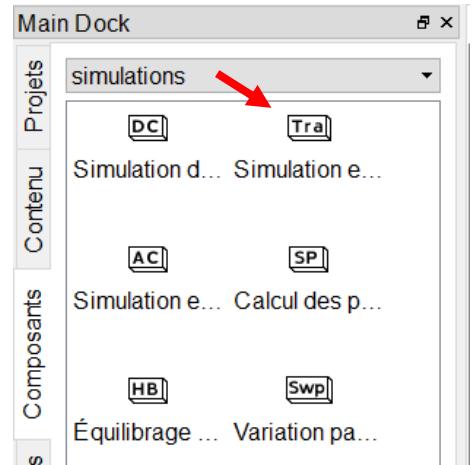
Paramétrier et effectuer la simulation

Différents types de simulations sont disponibles. On s'intéressera à l'**analyse transitoire** qui permettra de visualiser tous les changements des tensions et courants dans le circuit et cela en fonction du temps.

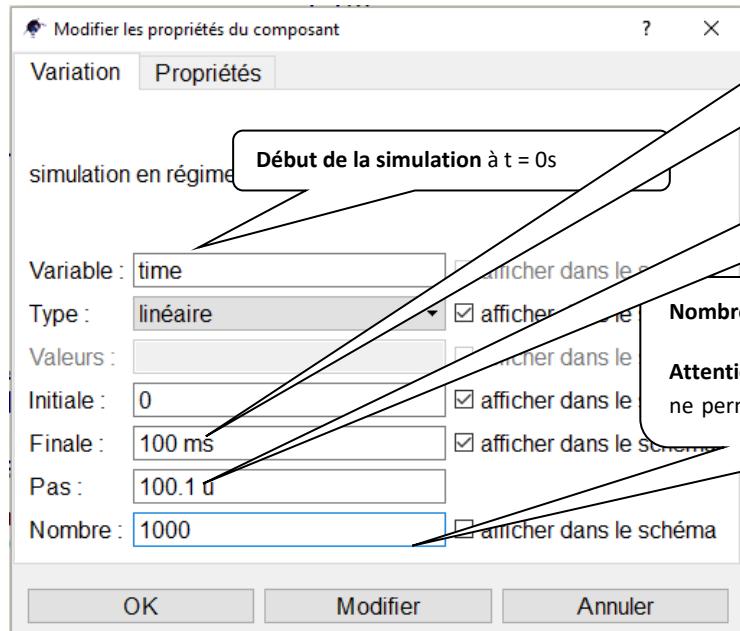
- Cliquer sur l'onglet **Composants** et sélectionner **simulations** puis **Simulation en régime transitoire**. Amener ce bloc sur la zone de travail ;
- Clic droit sur le bloc afin de modifier les paramètres ;



- Modifier les paramètres

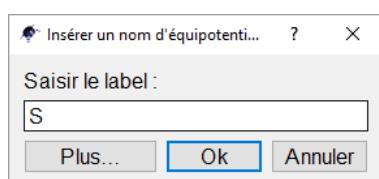


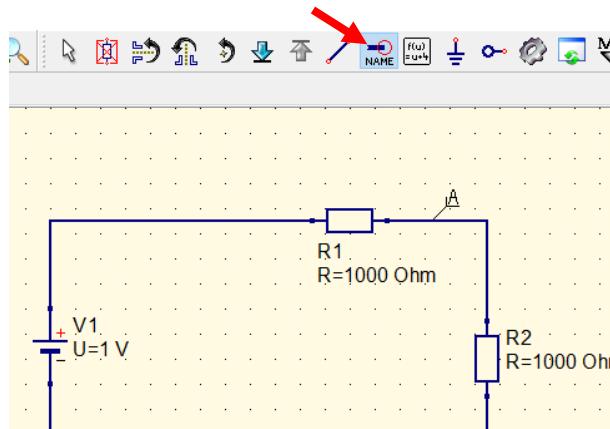
- M



Placer un nom d'équipotentiel sur la liaison que l'on souhaite observer ;

- Choisir un nom pour ce label (ici **S** pour une Sortie...pas trop original en somme...) ;





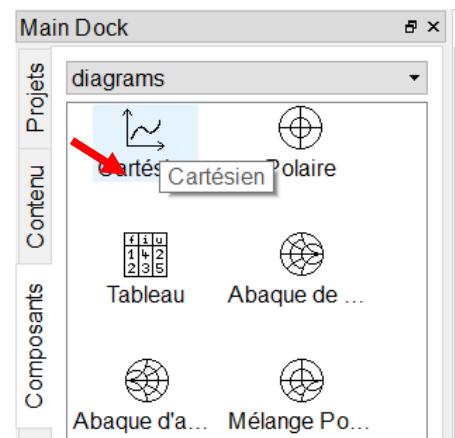
- Désormais il est possible de lancer la simulation et vérifier si il y'a des erreurs ;



Afficher des graphiques et relever des valeurs

Une fois la simulation réussie sans erreurs, on peut placer dans la zone de travail des graphiques permettant le relevé des simulations obtenues.

- Depuis **Composants/diagrams**, choisir le graphique **Cartésien** et le déposer sur la zone de travail ;



- Automatiquement, la fenêtre de paramétrage s'ouvre et propose plusieurs tracés possibles **des différentes grandeurs relevées au point S** ;

S.Vt : Point **S**, relevé de la tension **V** en fonction du temps **t**.

V1.It : Point **V1** (générateur), relevé de l'intensité du courant **I** en fonction du temps **t**.

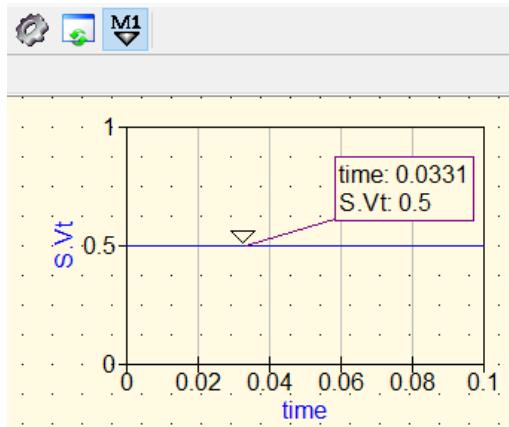
- A l'aide de l'outil **M1** (Inspecteur de courbe) il est possible de connaître

Modifier les propriétés du graphique

Données		Propriétés	Bornes												
Variable <input type="text" value="S.Vt"/>		Couleur : Style : continu Épaisseur : 0 Ordonnées : ordonnée gauche													
Fichier résultat <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>Nom</th> <th>Type</th> <th>Taille</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>S.Vt</td> <td>dep</td> <td>time</td> </tr> <tr> <td>time</td> <td>indep</td> <td>1000</td> </tr> <tr> <td>V1.It</td> <td>dep</td> <td>time</td> </tr> </tbody> </table>				Nom	Type	Taille	S.Vt	dep	time	time	indep	1000	V1.It	dep	time
Nom	Type	Taille													
S.Vt	dep	time													
time	indep	1000													
V1.It	dep	time													
Graphique <input type="text" value="S.Vt"/> <input type="button" value="OK"/> <input type="button" value="Modifier"/> <input type="button" value="Annuler"/>															

Un double clic permet de sélectionner ce tracé et l'afficher dans cette fenêtre afin de

précisément les valeurs simulées ;



Question : Veuillez faire un tutoriel pour l'élaboration d'une ligne microruban (FR4, h :1.6mm) avec résultat sous forme d'abaque de Smith et $S11_{dB}(f)$. La gamme de fréquences est entre 100 MHz et 3GHz.

Travail expérimental

La génération d'ondes va de 15MHz à 3 GHz.

Exercice 1 :

- a) Lister l'ensemble des substrats, leur permittivité diélectrique, entreprises couramment utilisé en RF.

Nom	Permittivité	hauteur	entreprise	Gamme de fréquences

- b) Sur le logiciel qucs, quels sont les substrats déjà disponibles ?

Pour le RT/duroid 5870, est ce que les caractéristiques correspondent aux données fournisseurs ?

Exercice 2 :

- a) Au moyen de qucs , veuillez créer une ligne microstrip de 50 Ohm avec un substrat de permittivité 4,5 et hauteur 1.6mm.

W =

- b) Faites une ligne de 10 mm qui se termine par un bout de ligne de largeur 40 mm et longueur 60 mm.

Via S11 en dB, donner la fréquence de résonance de l'antenne

- c) La largeur est variable de 20 mm à 80 mm. Quelle est l'influence sur la fréquence de résonance ? Le pas est de 5mm
- d) Même chose mais avec la longueur allant de 40 à 80 mm. Le pas est 5mm.

Manipulation :

Ligne microruban

Veuillez reproduire la ligne microstrip présentée par l'enseignant.

. A l'autre extrémité, il y a trois cas. Soit on connecte :

- une charge ouvert,
- un court-circuit
- une impédance de 50 Ohm.

Pour les trois cas, comparer avec les résultats avec l'équipe VNA. Faites un graphe $S11_{dB}(f)$ pour comparer les résultats. Il sera nécessaire d'avoir suffisamment de prises de points.

En déduire au mieux câble ayant des connectiques male N- SMA . Veuillez faire la calibration SOL.

Antenne patch

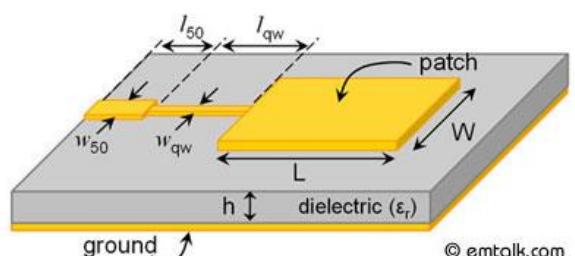
Soit une antenne patch (fourni par l'enseignant), veuillez mesurer le module du coefficient de réflexion en décibel de l'antenne pour les fréquences suivantes

1 GHz, 1.5GHz, 2 GHz, 2.45GHz, 2.5 GHz, 3Ghz.

Observer l'abaque de smith, qu'indique les boucles ?

Comment détermine-t-on une fréquence de résonance ?

Déterminer la bande passante et le facteur de qualité.



Comparer avec les résultats avec l'équipe VNA. Faites un graphe $S11_{dB}(f)$ pour comparer les résultats. Il sera nécessaire d'avoir suffisamment de prises de points.

Reverse Engineering

Votre enseignant, vous donnera un circuit élaboré par vos prédecesseurs. Au moyen des compétences acquises, déterminer les caractéristiques de celui-ci.
(Graphe à faire)

Conclusion

CHOIX DE LA FREQUENCE POUR LE RAPPORT ET LE TP 3

1 par groupe !

III ANALYSEUR DE SPECTRE, FILTRE, RAYONNEMENT

Introduction

Tous les signaux sont constitués de composantes de fréquences et d'amplitudes variées. Un oscilloscope assure l'observation l'allure temporelle du signal, alors que l'analyseur de spectre informe des fréquences et amplitudes associées des différentes composantes de ce signal.

L'intérêt de l'analyseur de spectre est son aptitude à analyser aussi un signal de forme quelconque, pour lequel on ne sait pas calculer la décomposition en série de Fourier.

Ce type d'instrument a des utilisations variées dans l'industrie et la recherche. Lesquelles ?

Un analyseur de spectre est utile pour les mesures :

1. de gain des amplificateurs
2. de la réponse en fréquence
3. du facteur de bruit
4. de la distorsion
5. de la pureté des oscillateurs
6. de la perte d'insertion
7. des puissances
8. du bruit

Pour chacune des notions précitées, pouvez donner une définition ?

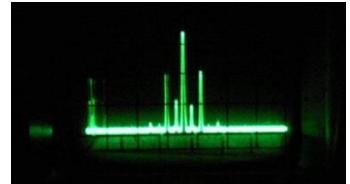
Travaux préliminaires 1

Veuillez expliquer le principe de la décomposition spectrale d'un signal

Quel est le principe de base d'un analyseur de spectre ?

Les exigences à satisfaire sont d'être en mesure

- de recevoir les signaux radioélectriques sur un spectre déterminé.
- d'analyser un signal avec plusieurs bandes passantes
- mesurer précisément l'amplitude d'un signal nécessitant une calibration
- afficher l'amplitude en fonction de la fréquence.



Dessinez le schéma synoptique de l'analyseur de spectre.

Expliquez.

Veuillez donner les différentes unités de l'analyseur de spectre et leur définition scientifiques.

Y a-t-il des relations entre chaque unité ?

Quelles sont les différentes mesures possibles au moyen d'un analyseur de spectre ?

Quelles sont les fréquences en 4G, 5G ?

Travail préliminaire 2

La synthèse de filtres dans le domaine des micro-ondes reste un secteur primordial et très diversifié selon la position que va occuper le filtre dans la chaîne d'émission et de réception. Un filtre en tête du récepteur va devoir présenter de très faibles pertes d'insertion pour limiter l'augmentation du facteur de bruit du récepteur. Un tel filtre sera limité soit par la bande passante (filtre à stub), soit par sa faculté à rejeter les fréquences indésirables (ordre du filtre).

Les filtres que nous allons caractériser sont basés sur un modèle utilisant la loi de Tchebycheff (souvent préférée à la loi de Butterworth pour la meilleure réjection qu'elle procure à ordre n égal, au détriment d'une ondulation dans la bande passante). D'autre structures (Cauer,...) sont également adaptables à ces fréquences mais ne feront pas l'objet de cette étude. Dans un premier temps nous rappellerons brièvement la technique de synthèse de ces filtres.

En général, pour des basses fréquences (<10 MHz), des composants classiques (discrets ou localisés) sont utilisés. Par contre, des éléments à constantes réparties (distribués) sont

nécessaires pour des fréquences plus élevées. La réalisation de filtres de type passe-bande, réjecteur ou passe-haut en technologie micro-ruban nécessiterait de rapporter un certain nombre de puces (capacités discrètes) afin de pouvoir synthétiser notamment les capacités séries qu'il est impossible de réaliser grâce à des tronçons de ligne (loi des télégraphes). Les éléments inductifs parallèles peuvent être réalisés par la prise de masse en face arrière du substrat (trous métallisés, ou via holes).

Nous simplifierons l'étude en nous consacrant à des filtres de type passe-bas.

Ces réseaux sont calculés dans un premier temps à partir d'éléments localisés, puis ensuite à l'aide d'éléments distribués afin d'appréhender les problèmes liés à la réalisation de ces filtres en technologie micro-ruban.

Etude théorique du filtre

Les spécifications primaires d'un filtre sont les suivantes :

- la fréquence centrale, de coupure haute et basse pour un filtre passe-bande ou réjecteur
- la fréquence de coupure pour un filtre passe-haut ou passe-bas
- les pertes d'insertion et l'ondulation dans la bande passante
- l'atténuation ou la réjection en dehors de la bande passante

La conception de chacun de ces filtres peut se ramener à celle de leur prototype passe-bas normalisé équivalent, qui permet ainsi de traiter le cas de cellules passe-haut et passe-bande (voir cours et travaux dirigés). Nous traiterons dans un premier temps le cas d'un circuit à constantes localisées, puis de son équivalent en technologie micro-ruban (donc distribué).

Méthode de synthèse des filtres passe-bas.

Le calcul des filtres passe-bas est réalisé en deux temps. Dans un premier temps, on définit le type de gabarit recherché, puis on calcule les éléments nécessaires à sa réalisation.

Gabarit du filtre

Le filtre de Butterworth offre une ondulation nulle en bande passante, mais nécessite un ordre de cellules supérieur au filtre de Tchebyscheff pour une atténuation donnée. Le filtre de Tchebyscheff présente pour sa part une ondulation en bande passante. Des abaques permettent de définir l'ordre des filtres basés (pour les filtres de Tchebyscheff cf figure 1). Le choix de l'ordre n du filtre est conditionné par la pente de réjection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du filtre. Ces figures représentent les variations de l'atténuation LA (dB) en fonction de la pulsation normalisée ($\omega / \omega_c - 1$). Le couple de valeurs (LA , $\omega / \omega_c - 1$) que l'on veut obtenir à la pulsation de réjection ω_c permet de retrouver la valeur n nécessaire grâce aux courbes paramétrées.

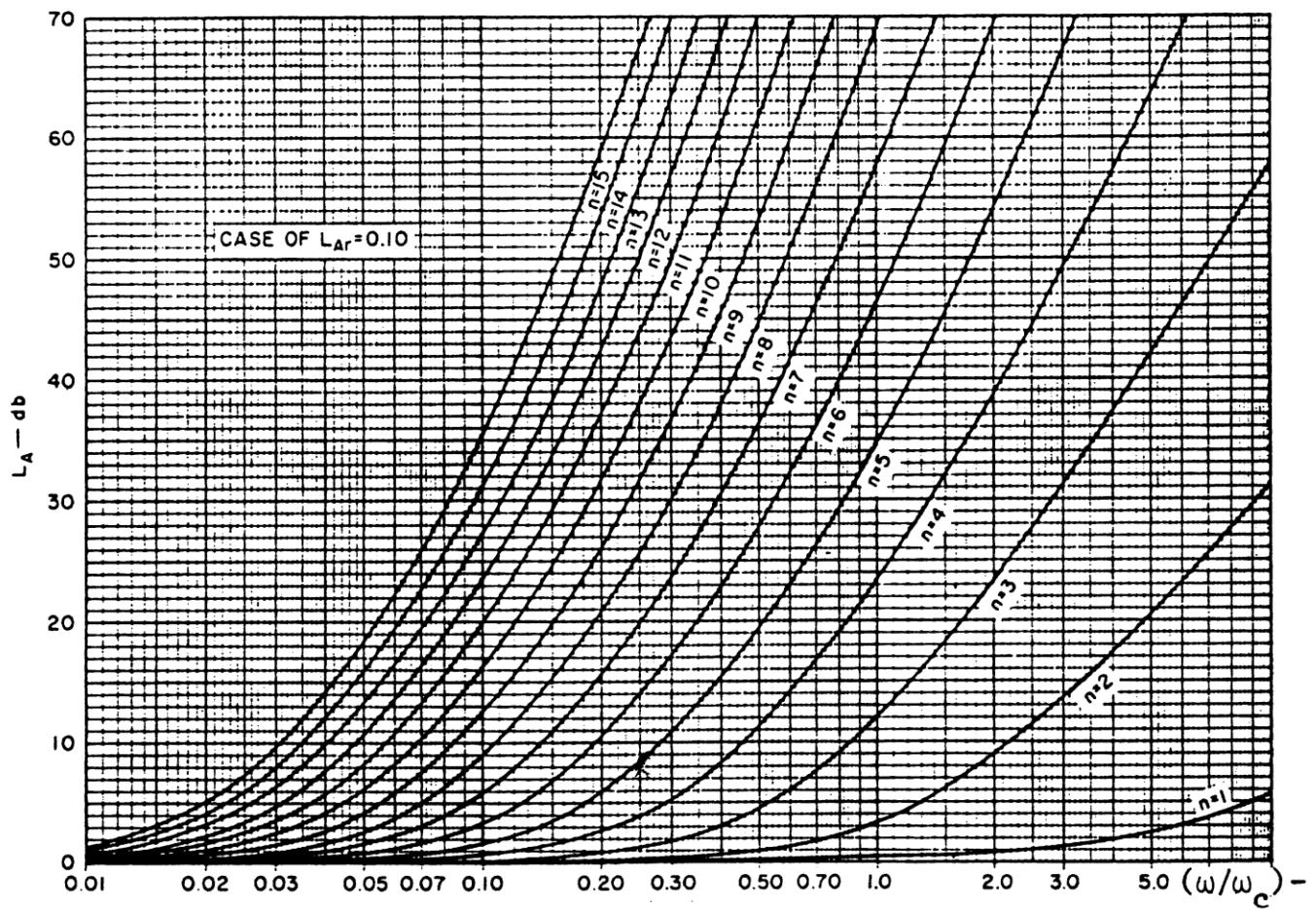
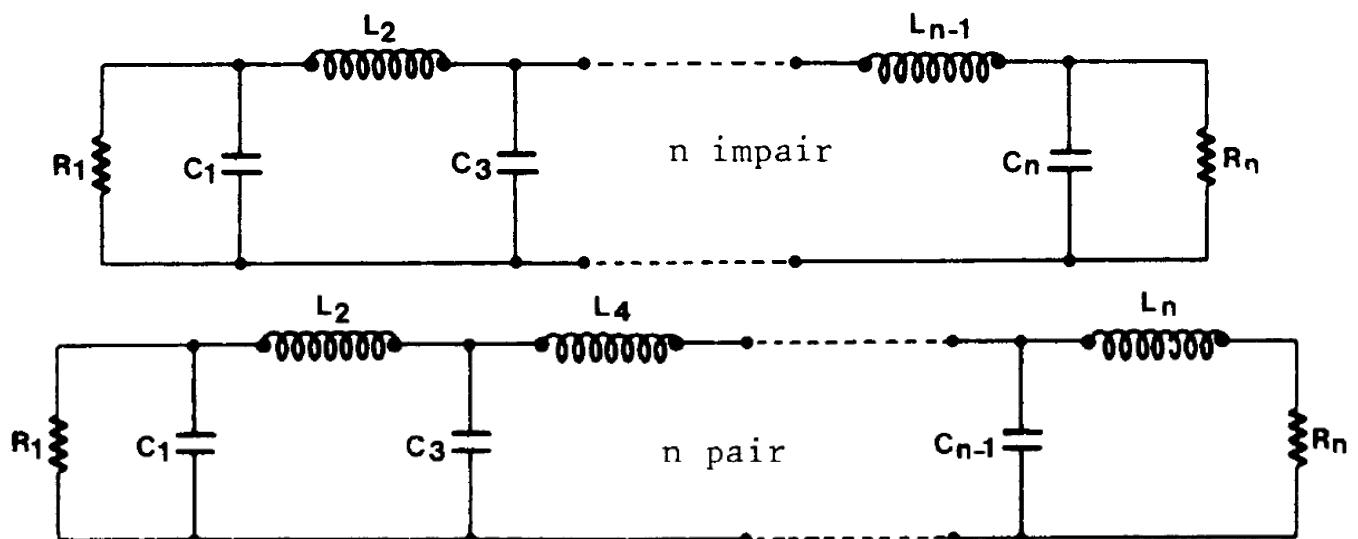


Figure 1 : cas de la loi de Tchebyscheff (ondulation 0.25 dB)

La fonction de Tchebyscheff est souvent employée car elle permet de limiter le nombre de cellules nécessaires et d'avoir de meilleures pentes de réjection



Valeur des éléments constitutifs du filtre passe-bas.

Figure 2 : topologie du filtre passe-bas

Méthode de calcul des éléments du filtre passe-bas (structure figure 2)

R₁ et R_n sont les impédances d'entrée et de sortie du filtre, elles sont en général des données du problème liées par la relation R₁=rR_n

Dans le cas de la loi de Tchebyscheff pour n impair r =1

Pour n pair avec A_m ondulation dans la bande passante r=th2(β/4)

avec

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{A_m}{17.37} \right) \right]$$

Les valeurs de inductances L_k et des capacités C_k du filtre s'expriment en fonction de R₁, ω_c et d'un paramètre g_k par :

$$L_k = \frac{R_1}{\omega_c} g_k \quad C_k = \frac{1}{R_1 \omega_c} g_k$$

Les paramètres g_k sont tabulés en fonction de l'ordre n du filtre, et de l'ondulation permise A_m dans la bande :

g _k \n	2	3	4	5	6	7	8
1	0.8430	1.0315	1.1088	1.1468	1.1811	0.7969	0.8072
2	0.4077	0.9702	1.2003	1.3049	1.3600	1.3924	1.4130
3		0.6291	1.3212	1.5773	1.6896	1.7481	1.7824
4			0.6476	1.3049	1.5350	1.6331	1.6833
5				0.7563	1.4970	1.7481	1.8529
6					0.7098	1.3924	1.6193
7						0.7969	1.5554
8							0.7333

Figure 3 tabulation des paramètres g_k pour le filtre de Tchebyscheff (A_m=0,25dB)

Equivalence entre un tronçon de ligne et une self ou une capacité

Un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_c , fermé sur une impédance Z_r , présente dans le cas où les tronçons de ligne utilisés ont une longueur x telle que $\operatorname{tg}(\beta x) \sim \beta x$:

Si $Z_r=0$ ou $Z_r \ll Z_c(\beta x)$ alors $Z(x)=jZ_c\beta x=(jZ_c\omega x)/v$. $L=Z_c x/v$

Le tronçon de ligne se comporte comme une inductance dont la réalisation technologique peut se faire soit par une ligne en court-circuit, soit par une ligne dont l'impédance caractéristique Z_c est très grande devant celle de la ligne qui la charge.

Si $Z_r=\infty$ ou $Z_r \gg Z_c(\beta x)$ alors $Z(x)=-jZ_c/(\beta x)=-jZ_{cv}/(\omega x)$ $C=x/(Z_{cv})$

Le tronçon de ligne se comporte comme une capacité réalisée technologiquement sous la forme d'une ligne en circuit-ouvert ou d'une ligne dont l'impédance caractéristique Z_c est très petite devant celle de la ligne qui la charge. Il faut noter également que toutes ces réalisations comportent des discontinuités dans la largeur de la ligne w dont il faudra tenir compte au niveau de la modélisation.

Synthèse de filtres

cahier des charges

Les filtres passe-bas à concevoir devront répondre aux spécifications suivantes :

fréquence de coupure $f_c=1$ GHz

fonction d'approximation : Tchebyscheff

impédance caractéristique des lignes d'entrée et de sortie 50Ω

réjection minimale de : 10 dB à 2 GHz (filtre 1)

30 dB à 2 GHz (filtre 2)

ondulation de bande < 0.25 dB

réalisation en micro-ruban sur FR4 $\epsilon_r = ?$ d'épaisseur $h=1.6$ mm

En utilisant la courbe de variation (LA , ω/ω_c-1) de la figure 12, calculer les ordres n_1 et n_2 des

deux filtres à synthétiser.

Calcul des éléments du filtre

Il faut maintenant déterminer la valeur des éléments du circuit. La tabulation des valeurs normalisées de g_k pour la fonction de type de Tchebyscheff de la figure 4 permet de calculer les valeurs des inductances et capacités illustrées sur la figure 3, grâce aux relations suivantes :

$$L_k = \frac{R_1}{\omega_c} g_k \quad \text{et} \quad C_k = \frac{1}{R_1 \omega_c} g_k \quad \text{avec } f_c=1 \text{ GHz}$$

R1=rR5 avec R1=R5=50 Ω (cahier des charges) (n impair, r=1)

Exemple numérique prenant en compte les caractéristiques du substrat :

Il faut ensuite déterminer les éléments équivalents distribués. Le cahier des charges donne pour le substrat : $\epsilon_r=6.15$ et $h=1.27$ mm.

Les modèles de lignes micro-ruban sont valables sur une grande plage de discontinuité de largeurs de lignes w et pour des rapports w/h variant dans de grandes proportions également.

$$w/h \# 10 \quad (\text{capacités}) \quad Z_c \approx 20 \Omega \quad \sqrt{\epsilon_e} \approx 2.25$$

$$w/h \# 1/10 \quad (\text{inductances}) \quad Z_c \approx 100 \Omega \quad \sqrt{\epsilon_e} \approx 1.98$$

Nous fixerons pour la base de l'étude des rapports (linecalc ou abaque de Wheeler):

Ceci permet de déterminer ensuite les longueurs de lignes nécessaires avec les équations d'équivalence localisé-distribué :

Pour w/h # 10

$$C = \frac{1}{Z_c v} x \quad \text{soit} \quad x = CZ_c v$$

en prenant pour les tronçons de ligne capacitifs $Z_c=20 \Omega$, $\epsilon_e=5.08$ (largeur de piste capacitive
 $w20\Omega=7.2$ mm)

Pour

$$L = \frac{Z_c}{v} x \quad \text{soit} \quad x = \frac{Lv}{Z_c} \quad \text{w/h#1/10}$$

en prenant pour les tronçons de ligne capacitifs $Z_c=100 \Omega$, $\epsilon_e=3.92$ (largeur de piste inductive
 $w100\Omega=0.34$ mm)

Calculer la valeur des éléments L_k et C_k pour chacun des 2 filtre

Délibérément, le calcul n'est pas fait pour votre substrat. Il s'agit d'une aide.

Veuillez faire les calculs avec le FR4.

Travail expérimental SPECTRE

1er étape : tutorial

Au moyen d'une recherche documentaire et des documents présent dans la salle, veuillez établir un tutorial d'utilisation de l'analyseur de spectre.

Ainsi proposez une méthode de calibration de l'appareil pour chaque mesure possible.

Cette étape constitue une partie importante de ce travail. N'omettez absolument pas une recherche préliminaire sur ce sujet.

Mesure de rayonnement électromagnétique :

Nous allons au moyen d'une antenne FARRELL déterminer le spectre de rayonnement proche de la salle de TP.

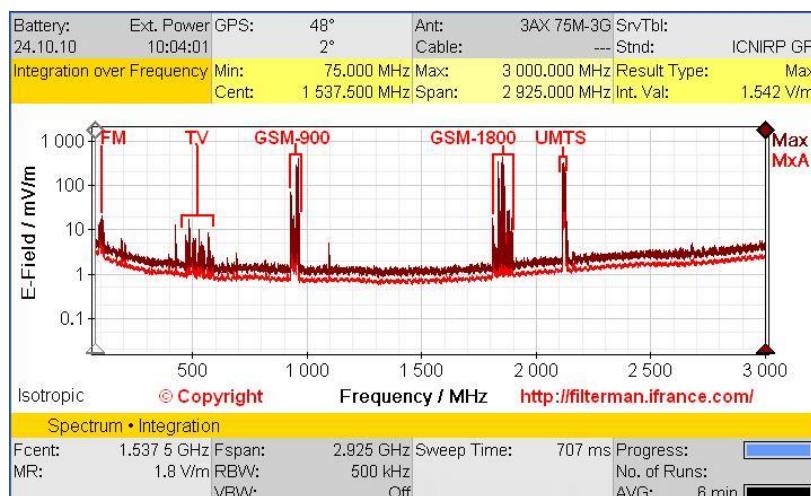
Cette antenne est limitée à un domaine de fréquence admis par l'analyseur de spectre. (1GHZ) Qu'observez-vous ?

A quoi les fréquences présentes peuvent-elles être dues ?

Effectuons une mesure de l'émission d'un appareil électroménager.

Mesure antenne patch.

L'équipe conception développe une antenne. Veuillez brancher celle-ci à un générateur. Au moyen de l'antenne farnell et de l'analyseur de spectre , déterminez si vous êtes en accords avec la théorie et la simulation. Veuillez faire un graphe avec suffisamment de points pour conclure.



Travail expérimental FILTRE

Mesures :

Mesurer et relever les caractéristiques fréquentielles du paramètre $|S21|$ dB des deux filtres de type passe-bas disponibles sur la maquette : on s'attachera notamment à vérifier la fréquence

de coupure à 3 dB et l'atténuation à 2 GHz, ainsi que les pertes d'insertion à basse fréquence

(<1 GHz). Il sera également intéressant de corrélérer les variations fréquentielles de $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$.

L'équipe Conception simulera les deux filtres. Veuillez effectuer les mesures au moyen d'un générateur, une ligne coaxiale et l'analyseur de spectre.

Entre la théorie, la simulation et votre mesure que constatez-vous ?

Un graphe de synthèse est nécessaire.

Vous prendrez soin de comparer votre résultat au VNA.

Conclusion

IV CONCEPTION CIRCUIT ET SIMULATION & FABRICATION D'UNE ANTENNE PATCH

But :

Conception d'une antenne patch

Diagramme de rayonnement

Utilisation de l'analyseur de réseau

Modélisation au moyen d'un logiciel pour l'industrie

Introduction

Ce TP a pour objectif de donner un bref aperçu sur la modélisation des antennes patch. Les bases nécessaires à la conception de ce type d'antenne seront données à titre indicatif, sans démonstrations et l'antenne patch de forme rectangulaire (la plus simple de toutes) sera présentée. A l'issue de ce TP, l'étudiant sera en mesure de concevoir à partir d'un cahier de charge une antenne plane qui pourrait par exemple être plaquée sur des véhicules terrestres, des avions...

Travail préliminaire

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée antenne patch est une ligne microbande de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques (figure 1).

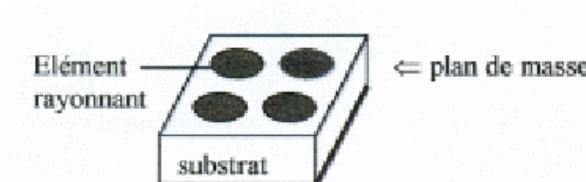


Figure 1: Antennes Patch

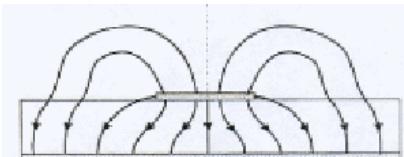
Circuit ou antenne ?

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne microbande s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air comme le montre la figure 2. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un **unique milieu effectif caractérisée par une constante diélectrique exprimée par la relation : quelle est-elle ?**

La répartition des lignes de champs qui s'étendent autour et dans la structure dépend essentiellement :

- **de ?**
- **des caractéristiques du substrat : à savoir**

Le choix des valeurs de ces paramètres conditionne généralement le type d'application que l'ingénieur peut concevoir avec la technologie microbande (ceci n'est pas totalement vrai, mais suffisant à ce stade de compréhension). Pour la réalisation de circuits hyperfréquences, il recherchera à minimiser le rayonnement en espace libre de la ligne et



choisira en conséquence un substrat tel que l'énergie électromagnétique reste concentrée dans le diélectrique (plus exactement dans la cavité que forme la bande métallique et le plan de masse). L'ingénieur utilisera donc des substrats de constante diélectrique élevé (comme de l'Alumine $\epsilon_r = 9.9$) pour concevoir par exemple un amplificateur faible bruit...

Lignes de champs

En ce qui concerne les antennes, le substrat le mieux approprié est celui possédant

- **une constante diélectrique faible ou forte ? (rayer la réponse fausse)**
- **une épaisseur grande ou petite** (par rapport à la longueur d'onde d'opération) **? (idem)**
- **peu ou beaucoup de pertes ?** ($\tan \delta$). **(idem)**

Un substrat épais augmente la puissance rayonnée par l'antenne, réduit les pertes par effet Joules et améliore la bande passante de l'antenne. En contrepartie, le poids est augmenté.

Une faible valeur de la constante diélectrique (typiquement $\epsilon_r \ll 2.5$) favorise t'elle l'extension des champs autour de la ligne et donc la puissance rayonnée.

Avantages et limitations des antennes patch (rayer les mentions fausses)

Les antennes microstrip présentent de nombreux avantages comparés aux antennes microondes classiques et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence : 100 MHz à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants :

- **Faible ou fort** poids ?, encombrement **réduit ou non**, configurations conformes possibles ;
- Faible coût de fabrication, production en masse possible ;
- Polarisation linéaire **et/ou** circulaire pour les télécommunications ;
- **Antennes multibandes, multipolarisations possibles ou non ?** ;
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit)
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

5. Bande passante **étroite ou large**,

6. Souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques) ;
 7. Généralement **faible gain (6 dB) ou fort gain (100 dB)** ;
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan ; supportent uniquement des faibles puissances (100 W) ;

Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes.

L'antenne patch rectangulaire

Les diverses formes des éléments rayonnants

Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un rectangle, d'un carré, d'un disque circulaire ou encore d'un triangle.

Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire est sans contexte le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes microstrip. Mais tout d'abord se pose la question d'alimenter une telle structure

Alimentation des éléments rayonnants

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne microbande (généralement de 50 Ohm) dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (figure 3a) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (figure 3b) si cela permet une meilleure adaptation d'impédance ; dans ce but, l'alimentation axiale avec une encoche donne de bons résultats (figure 3c).

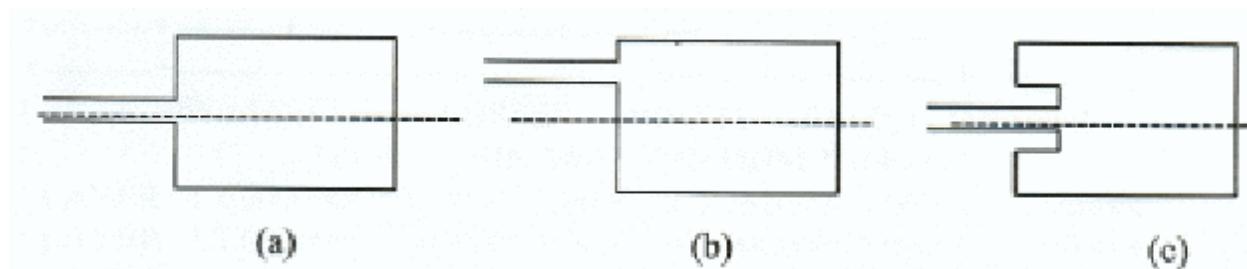


FIG. 3 : Alimentation par une ligne microbande (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche

Il existe d'autres types d'alimentation que nous ne détaillerons pas ici comme la connexion directe avec une ligne coaxiale ou l'alimentation par couplage électromagnétique...

Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsque vous excitez la ligne d'alimentation avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner..). Une distribution de charge va s'établir à l'interface Substrat / Plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant. La figure 4 montre cette distribution dans le cas particulier où l'antenne rayonne le plus efficacement c'est à dire lorsqu'elle devient résonante (la longueur de l'élément rayonnant est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée). Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne.

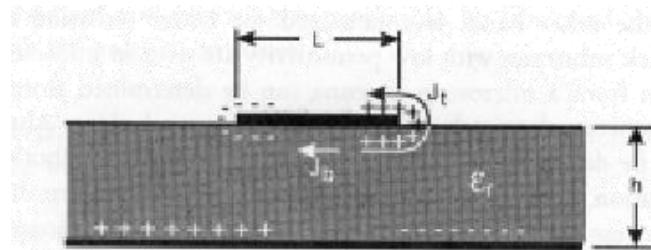


FIG. 4 : Distribution de charge et densité de courant sur une antenne microstrip.

Ces distributions de charge et les densités de courants associés induisent une distribution de champ électrique représentée à la figure 5 dans le mode fondamental.

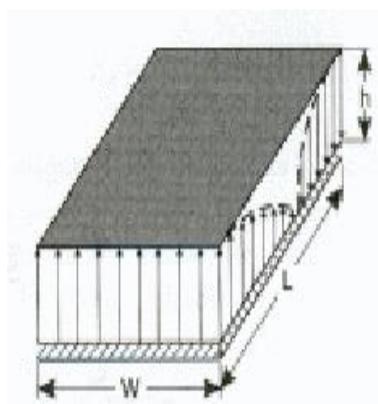


FIG. 5 : Distribution de la composante verticale du champ électrique dans le mode fondamental de l'antenne

Une analyse plus détaillée des distributions de charge et du champ électrique dans ce mode permet de retrouver tous les paramètres caractéristiques d'une antenne : (diagramme et résistance de rayonnement, fréquences de résonance...).

- Nous pouvons constater sur la figure 5 un renversement de phase des composantes verticales du champ électrique sur la longueur L de l'antenne. *Ce résultat est évident en lui-même. Ce cas correspond à la résonance $\lambda_g/2$ de l'antenne...* Il en résulte une contribution vectorielle de ces composantes de champs **nulle**. Il en est de même pour les composantes verticales sur la largeur W du patch (non visible sur cette figure). La figure 6 montre les composantes horizontales des lignes de champ entourant l'élément imprimé. Contrairement à précédemment, elles créent des rayonnements qui sont en phase dans le plan de l'antenne. **Finalement, le rayonnement du patch peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles distantes de la longueur L et de dimensions W,h.** La théorie de l'électromagnétisme nous fournit alors les expressions des champs rayonnés par le patch à une certaine distance d'observation.

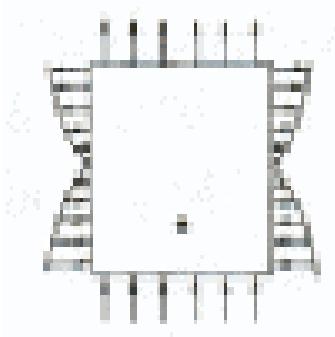


FIG. 6 : Distribution de la composante horizontale du champ électrique dans le mode fondamental de l'antenne.

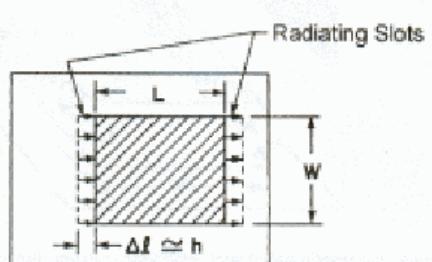


FIG. 7: Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.

Si nous nous intéressons maintenant à la distribution des charges, nous pourrions montrer par l'étude des composantes tangentielles du champ magnétique que le patch rectangulaire peut se modéliser comme une cavité avec 4 murs magnétiques (bords de la cavité) et 2 murs électriques (formés par les métallisations et dans l'approximation que la composante normale du champ électrique est constante). En posant les équations de propagations avec les conditions aux limites adéquates, on détermine assez facilement les fréquences de résonances de l'antenne patch rectangulaire :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{n}{\pi W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{m}{\pi L_{eff}}\right)^2}$$

avec

$$W_{eff} = W + \Delta W, \quad L_{eff} = L + \Delta L$$

et

$$\Delta L = 0.412h \left[\frac{\left(\epsilon_{eff} + 0.3 \right) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{\left(\epsilon_{eff} - 0.258 \right) \left(\frac{W}{h} + 0.813 \right)} \right]$$

Les éléments correctifs L et W représentent respectivement les extensions de longueur et de largeur dues. Le correctif de W s'obtient en remplaçant la largeur W par la longueur L dans la formule précédente.

Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques de l'antenne

Largeur W du patch

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée de l'antenne et la bande passante B à ses résonances :

$$Z_{in} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2$$

$$B = 3.11 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \left(\frac{Wh}{LW} \right)$$

Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est :

$$W = \frac{c}{2f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

où le terme f_{01} représente la fréquence fondamentale de l'antenne.

En contrepartie, le diagramme de rayonnement se dégrade (apparition de plusieurs lobes secondaires).

Longueur L du patch

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher la longueur ΔL correspond aux extensions des champs (cf. figure 2).

$$L = \frac{\lambda_{dielectric}}{2} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_{01}\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L$$

Méthodologie

Cahier de charge

Etant donné un substrat et une fréquence d'utilisation, trouver les dimensions de l'antenne patch rectangulaire.

Travail expérimental

Antenne Patch

Valeur des substrats utilisés couramment ?

Quels sont les types d'antennes utilisés pour les réseaux wifi ?

Quels sont les types de réseaux industriels et le type d'antenne utilisé ?

(Avant la mise en route du logiciel, veuillez prendre connaissance des règles d'usage du poste de travail auprès de l'enseignant)

Calculer toutes les dimensions nécessaires pour le projet d'une antenne à 1500 MHz (ne pas oublier la largeur de la ligne d'alimentation, pour sa longueur on prendra 10mm).

Dans un premier temps l'antenne sera alimentée par une ligne microbande axiale (cf. figure [4 \(a\)](#)).

Déterminer les dimensions de l'environnement de l'antenne (en pratique légèrement plus grande que l'antenne...La ligne doit être accolée à un bord pour la relier) (Veuillez demander la plaque prévue à cette effet.).

Déterminer le gain de l'antenne, le facteur de qualité et la bande passante.

Est-ce que la fréquence de résonance correspond avec la valeur théorique ?

LA MODELISATION CORRESPOND-ELLE ?

Veuillez donner l'amplitude en fonction de la fréquence.

Essayer d'améliorer l'adaptation en prenant la configuration (cf. figure [4 \(c\)](#)) comme type d'alimentation. En pratique la largeur des rainures est identique à celle de la largeur de la ligne d'alimentation et la profondeur de l'encoche est à peu près $L/6$ pour avoir une impédance d'entrée de 50 Ohm. Possibilité de stuber...

Une autre manière d'adapter est d'insérer entre le patch et la ligne d'alimentation une ligne quart d'onde. Pour cela, vous devrez déterminer au préalable l'impédance du patch (à sa fréquence de résonance). Ceci nécessite de déplacer le plan de référence du port (deembedding) jusqu'au bord du rectangle puis de mesurer dans l'abaque de Smith l'impédance.

Veuillez concevoir l'antenne physiquement et faire la mesure au moyen de l'analyseur de réseau. Un graphe synthétique fera le comparatif entre la mesure expérimentale, la théorie et la simulation.

Conclusion

L'équipe spectre effectuera une mesure au moyen d'un générateur et votre antenne. Veuillez suivre et rapporter les travaux effectuer ensemble. Qu'en déduisez-vous ?

FILTRE

Veuillez faire la simulation du filtre de l'équipe.

Un graphe synthétique fera le comparatif entre la mesure expérimentale, la théorie et la simulation.

V RAPPORT FINAL

Votre document final de TP à rendre correspond à la synthèse de vos travaux et analyse par binôme et trinôme. Durant vos séances, vous avez rendu un document de suivi qui permet de comparer vos réels travaux. Chaque binôme (trinôme) s'est vu associé une fréquence. Veuillez dans votre document final faire les calculs de l'antenne patch et filtre passe bas pour cette fréquence (simulation associée).

Rapport à rendre lesous forme Electronique (PDF).

Le travail se devra respecter les règles suivantes :

- Rapport 15 pages mini
- Bibliographie (nécessaire), légende pour chaque figure
- Théorie et application aux fréquences utilisées
- Pas de Wikipédia ou copier-coller
- Annexe possible
- Important de prendre en compte l'intérêt industriel du sujet et les entreprises en lien.
- Utilisation selon le cas de qucs
- Vendeur de matériel et estimation du coût
- Typon(design)

Vous avez la possibilité de prendre rendez- vous si besoin pour plus d'explication sur le sujet

NB : bibliographie : veuillez utiliser science directe, Microwave Optical letter, IEEE MTT ...
Dans la référence, veuillez associer le lien hypertexte vers le pdf.

Exemple : capteur de gaz [1]